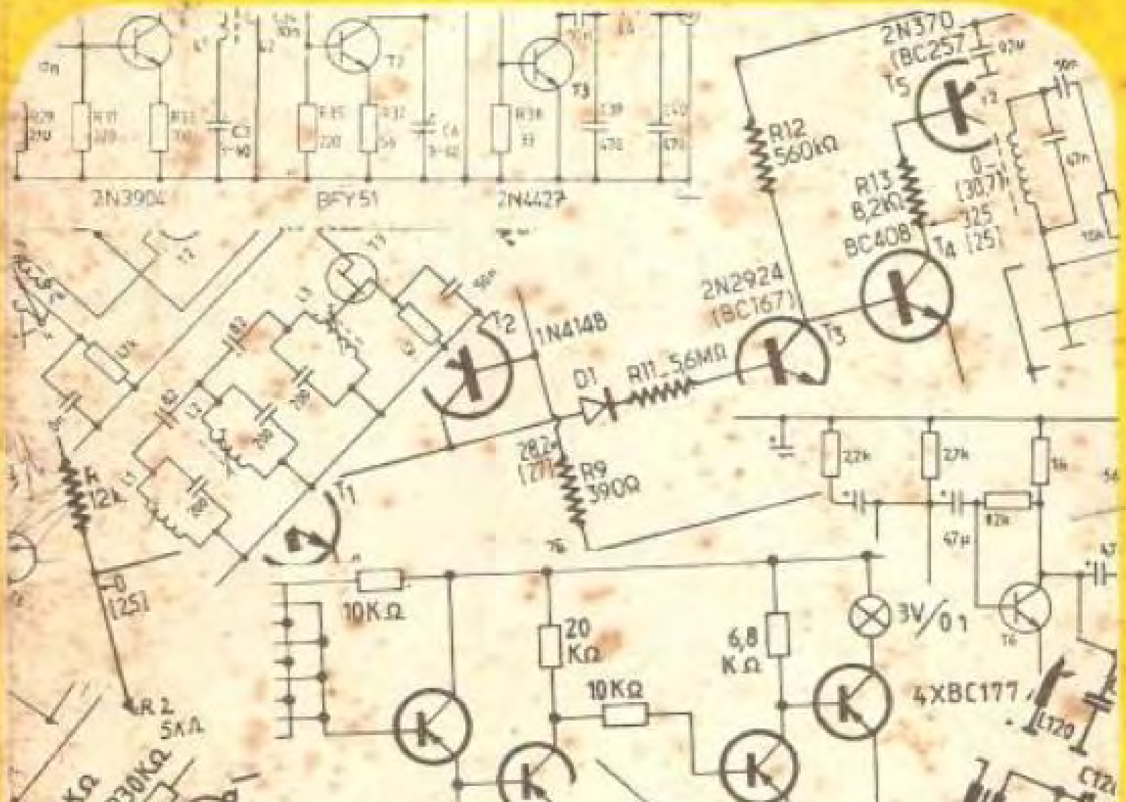
STELIAN LOZNEANU

LÁCZKO ÁRPÁD

MEMORATORUL RADIOTEHNICIANULUI



EDITURA JUNIMEA

Stelian Lozneanu

Laczkó Árpád

MEMORATORUL RADIOTEHNICIANULUI

Ing. STELIAN LOZNEANU   Fiz. LACZKÓ ARPÁD

MEMORATORUL RADIOTEHNICIANULUI

JUNIMEA
IAŞI • 1985

Coperta de Mihai Bujdei

Referent ştiinţific :
Conf. dr. ing. ALEXANDRU VALACHI

Sumar

PREFAȚĂ

Dezvoltarea impetuoasă a industriei radiotehnice, cu toate implicațiile economico-sociale pe care le-a adus, a determinat creșterea interesului pentru acest domeniu a unui număr foarte mare de specialiști.

Radiotehnica dispune de o bogată literatură de specialitate în care sînt abordate, pornind de la nivelul elementar către cel superior, multitudinea problemelor specifice. Cu toate acestea se impunea apariția unor lucrări de sinteză, care grupînd într-un mod accesibil și funcțional, elementele de bază din practica radiotehnică, să se constituie într-un adevărat instrument de lucru al radiotehnicianului.

Memoratorul pe care îl oferim cititorilor încearcă să îndeplinească acest deziderat propunîndu-și să pună la dispoziție celor interesați o sinteză de date teoretice și practice, utile în activitatea de proiectare, execuție și testare a echipamentelor radiotehnice.

La elaborarea lucrării s-a utilizat un vast material bibliografic, care a permis pe de o parte sintetizarea celor mai importante aspecte referitoare la tema tratată, iar pe de altă parte găsirea unui mod unitar de abordare a problemelor întîlnite în practica radiotehnică.

Lucrarea este structurată pe patru capitole cuprinzînd principalele probleme teoretice, relații de proiectare, nomograme și material tabelar, referitoare la cele mai importante aspecte din domeniul radiotehnicii.

În capitolul I — Elemente de circuit — sînt abordate aspecte legate de dispozitive pasive și active, limitîndu-se la informații strict necesare în practica radiotehnicii, dar mai puțin abordate în lucrările de specialitate, considerațiile asupra rezistențelor, condesatoarelor și altele, fiind lăsate pe seama lucrărilor deja existente.

Capitolul II, tratează probleme de circuite pornindu-se de la circuite în curent continuu și curent alternativ, oscilante și cuplate, circuite logice (din ce în ce mai folosite în practica radiotehnică) și ajungîndu-se la circuite clasice de alimentare. Acest capitol are cea mai mare pondere în lucrare fiind abordat într-o manieră sintetică și ușor de înțeles.

Capitolul III — Propagarea undelor electromagnetice—conține referiri la bazele propagării, linii de transmisii și antene, fiind bogat reprezentat cu tabele de sinteză și nomograme de lucru.

Capitolul IV—Electroacustica—conține datele de proiectare și elemente de ordin practic privind amplificatoarele de audiofrecvență, corecțiile de ton și incintele acustice.

Lucrarea se constituie ca un material util unei sfere foarte largi de specialiști și amatori în radiotehnică, electronică industrială și domenii conexe, dispunînd de un bogat material de sinteză, unic în literatura noastră de specialitate, datorită pe de o parte densității informaționale, iar pe de altă parte modului original de organizare și structurare a materialului documentar.

Lucrarea a fost elaborată astfel:

— ing. Stelian Lozneanu : cap : 1, 3 și cap. 2 (comun)

— fiz. Laczkó Arpád : cap. 4 și cap. 2 (comun)

Autorii își exprimă convingerea că prezenta lucrare va fi utilă tuturor celor cărora le este adresată.

Autorii aduc mulțumiri conf. dr. Alexandru Valachi pentru prețioasele observații și îndrumări privind conținutul și elaborarea memoratorului, cît și lui E. Serbov și M. Constantinov pentru sprijinul dat la definitivarea manuscrisului ; de asemenea mulțumesc Editurii Junimea Iași pentru sprijinul deosebit acordat la tipărirea lucrării.

AUTORII

CAPITOLUL I

ELEMENTE DE CIRCUIT

1.1. TERMISTOARE

Termistoarele sînt elemente de circuit care prezintă o variație importantă a rezistenței cu temperatura corpului lor. Încălzirea termistorului se poate datora fie temperaturii ambiante fie puterii ce se dezvoltă în termistor la trecerea curentului. Există termistoare cu coeficient negativ de temperatură γ (NTC) la care rezistența scade pe măsură ce temperatura crește. Termistoarele la care rezistența crește cu temperatura au coeficient pozitiv de temperatură și se numesc pozistoare (PTC).

Între rezistența R a termistorului și temperatura sa T există o dependență de forma:

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)},$$

în care:

R — este rezistența la o temperatură oarecare T (exprimată în grade Kelvin).

R_0 — este rezistența la temperatura $T_0 = 298°K$ (25°C)

e — este baza logaritmilor naturali (2.71828...)

B — este o constantă termică a compoziției termistorului care poate fi situată între 2 500 și 5 500°K.

Un alt mod mai practic și suficient de precis de a descrie comportarea R funcție de T este coeficientul de temperatură α_R al termistorului, care depinde de B și care arată cu cît variază procentual rezistența pentru o variație a temperaturii de 1°C;

$$\alpha_R = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT} \quad [\%/°C]$$

Relația dintre B și α_R este pătratică: $\alpha_R = -\dfrac{100B}{T_0^2}$, unde $T_0 = 298°K$. Coeficientul de temperatură α_R poate fi cuprins între —3 și —6%/°C și este legat de constanta B (și de valoarea ohmică) ca în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1. este dat pentru termistoare de aceeași dimensiune, dar de valori diferite, de exemplu de ⌀ 9 ×2,3 mm și valori de la 2,2Ω la 1,3 KΩ.

TABELUL 1.1

Caracteristici ale termistoarelor

Rn	2,2	5	10	15	33	50	Ω
α_R	−3	−3,2	−3,3	−3,4	−3,6	−3,7	%/°C
B	2 670	2 825	2 950	3 050	3 250	3 300	(K)

Rn	82	130	500	1 300	Ω
α_R	−4,9	−5,1	−5,8	−6,1	%/°C
B	4 400	4 600	5 200	5 450	(K)

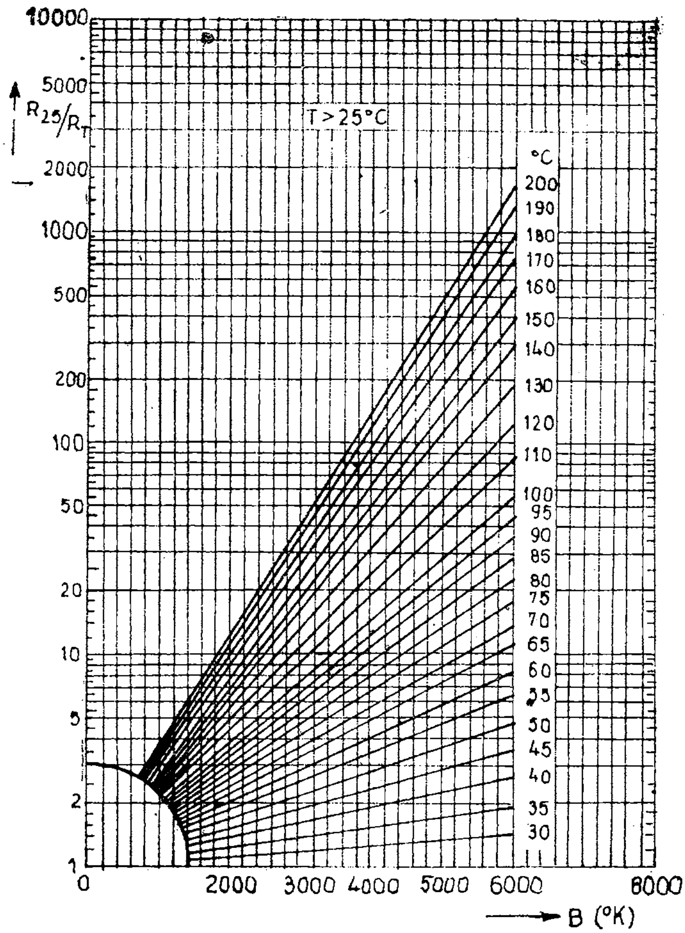


Fig. 1.1.

Cunoscînd valoarea B şi folosind graficul din fig. 1.1 se poate uşor determina raportul R_{25}/R_T adică *raportul dintre rezistenţa termistorului la 25°C şi rezistenţa termistorului la o temperatură ambiantă oarecare mai mare.* În mai toate aplicaţiile, termistorul trebuie să sesizeze temperatura ambiantă sau temperatura radiatorului, deci el nu trebuie să fie încălzit de curentul care circulă prin el. Pentru această condiţie este necesar ca termistorul să fie încărcat cu cel mult 5% din puterea sa nominală.

Puterea nominală a unui termistor reprezintă puterea pe care poate să o disipe în regim permanent un termistor plasat în aer la 25°C şi adus la temperatura sa maximă de utilizare prescrisă.

Constanta de timp (τ) reprezintă timpul necesar unui termistor pentru ca temperatura să atingă 63,4% din temperatura sa finală atunci cînd este supus unui salt de temperatură. În decursul a încă două constante de timp termistorul atinge aproximativ regimul de temperatură de durată.

1.2. BOBINE

Inductanţa bobinelor cilindrice cu un singur strat de spire (fig. 1.2) se poate determina cu ajutorul următoarei relaţii (Nagaoka):

$$L = 0{,}00987 . K \frac{n^2 . D^2}{l},$$

în care:

L este inductanţa bobinei, în μH;
l — lungimea bobinei în mm;
D — diametrul bobinei, în mm;
n — numărul de spire;
K — factor subunitar, ce depinde de raportul D/l. Valorile coeficientului K pentru diferite valori ale raportului D/l sînt date în tabelul 1.2.

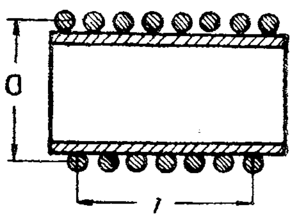


Fig. 1.2.

TABELUL 1.2

Coeficientul K în funcţie de D/l

D/l	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0
K	0,959	0,920	0,850	0,789	0,735	0,688	0,526	0,429	0,365	0,320

Un calcul rapid al *elementelor unei bobine* se poate face cu ajutorul nomogramei din fig. 1.3.

Această nomogramă se utilizează astfel: pe scara mărimii D se fixează valoarea diametrului bobinei, iar pe scara l/D se fixează valoarea acestui raport. Dreapta 1, care uneşte aceste puncte, intersectează scara auxiliară în punctul A. Pe scara L_0 se fixează valoarea inductanţei şi se uneşte acest punct cu punctul A de pe scara auxiliară prin dreapta 2, care determină pe scara n numărul de spire al bobinei.

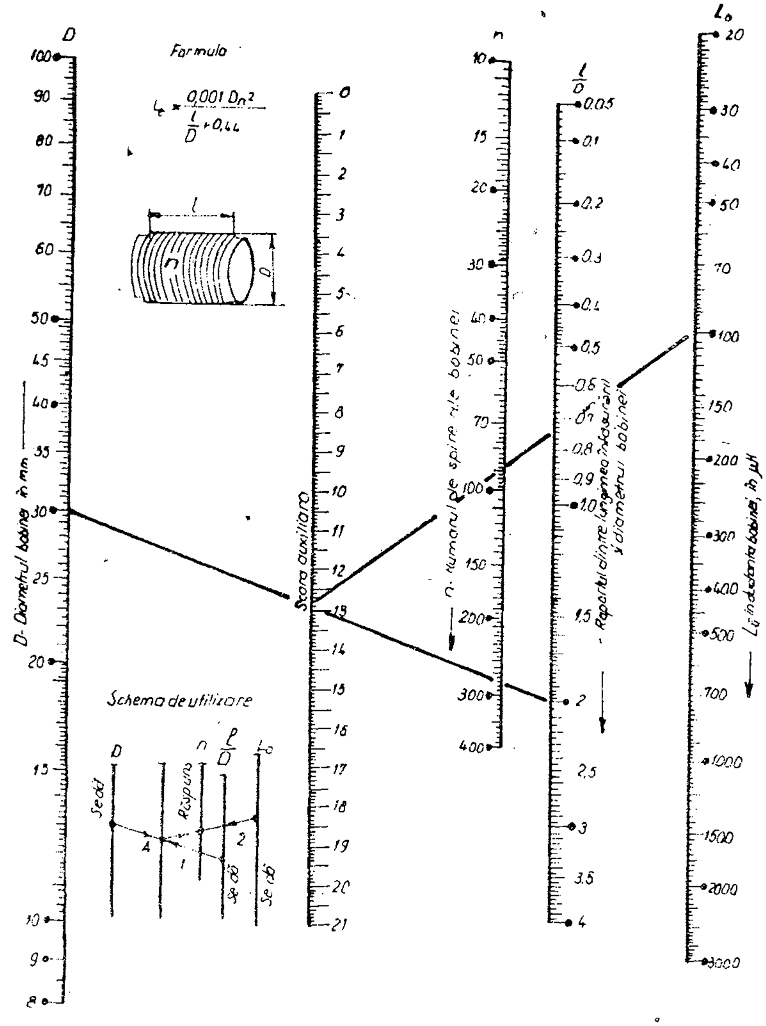


Fig. 1.3.

Exemplu: dacă sînt date $L_0=100$ μH, $D=30$ mm și se alege $\frac{l}{D}=2$, rezultă $n=90$ spire și $l=60$ mm.

Inductanța bobinelor cilindrice cu mai multe straturi (fig. 1.4) se poate determina cu ajutorul relației:

$$L_0=\frac{0{,}079n^2D^2}{3D+9l+10h}$$

și rezultă în microhenry dacă dimensiunile se iau în milimetri.

Grosimea h în funcție de factorul de umplere K_u, se poate calcula cu relația :

$$h = 0{,}00785 \frac{nd^2}{K_u l},$$

unde d este diametrul conductorului inclusiv izolația, în mm.

Pentru un calcul rapid, se poate utiliza nomograma din fig. 1.5, construită pe baza acestei formule.

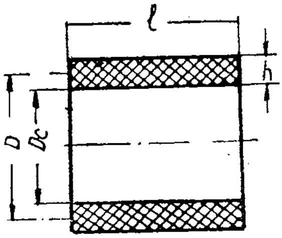
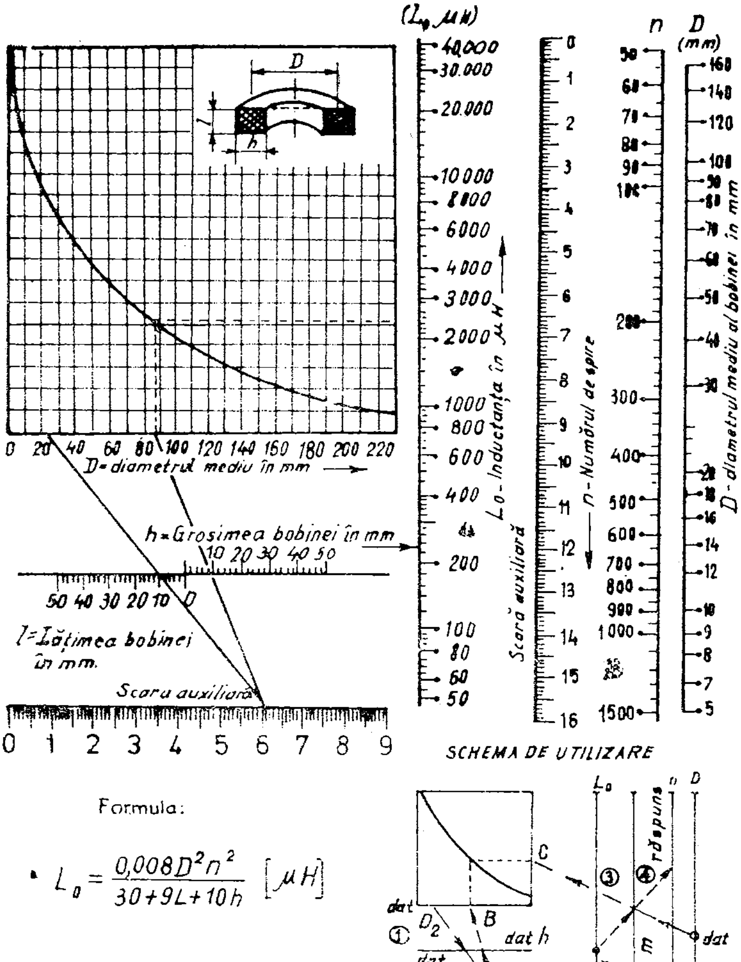


Fig. 1.4.



$$L_0 = \frac{0{,}008 D^2 n^2}{30 + 9L + 10h} \ [\mu H]$$

Fig. 1.5.

Această nomogramă se foloseşte în felul următor : se fixează pe abscisa diagramei valoarea D a diametrului mediu al bobinei, iar pe scara l lungimea bobinei. Dreapta 1, care uneşte aceste puncte, intersectează scara auxiliară în punctul A. Se uneşte punctul A cu punctul corespunzător valorii grosimii bobinei de pe scara h, prin dreapta 2, care intersectează abscisa diagramei în punctul B. Din punctul B se ridică o verticală pînă la intersecţia ei cu curba şi de aici se duce o orizontală pînă în punctul C, de pe limita din dreapta a diagramei. Acest punct C se uneşte prin dreapta 3 cu punctul de pe scara verticală D a diametrului mediu al bobinei. Această dreaptă intersectează scara auxiliară verticală în punctul E. Din punctul de pe scara L_0 care marchează valoarea inductanţei şi prin punctul E se duce dreapta 4, a cărei intersecţie cu scara n determină numărul de spire al bobinei.

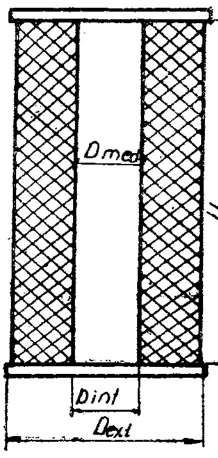


Fig. 1.6.

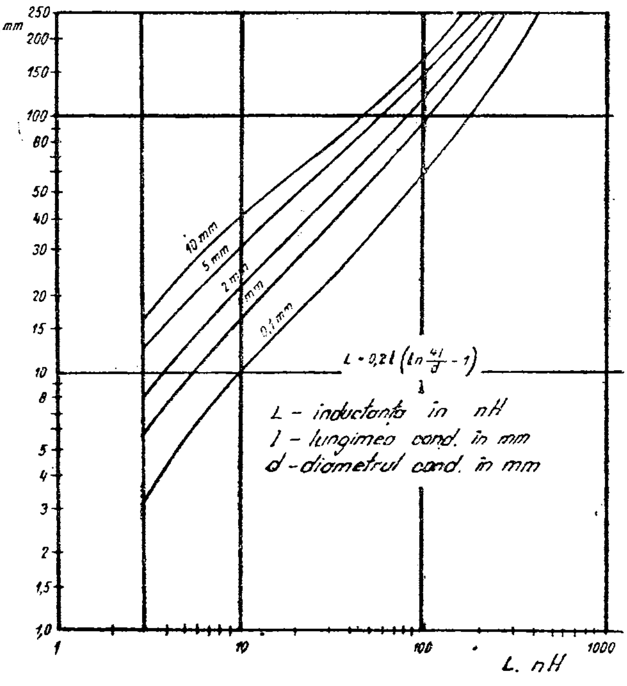


Fig. 1.7.

Exemplu : dacă sînt date $L_c = 1\ 700\ \mu H$, $l = h = 10$ mm şi $D = 20$ mm rezultă $n = 375$ spire.

Lungimea conductorului bobinat pe o carcasă circulară (fig. 1.6) poate fi calculată cu formula:

$$l = \pi D_{med} N,$$

unde: N este numărul de spire;

D_{med} — diametrul mediu al spirei, egal cu

$$D_{med} = \frac{D_{int} + D_{ext}}{2}.$$

Diagrama din fig. 1.7 prezintă **corelația dintre diametrul, lungimea și inductanța unui conductor liniar cu secțiune circulară,** la frecvențe mari. **Exemplu :** Inductanța unei conexiuni cu lungimea de 101,4 mm și diametrul 0,635 mm, este 0,8 μH. La frecvența de 80 MHz, această valoare corespunde unei reactanțe inductive de 100 ohmi.

Inductanța bobinelor cu miez, avînd și un întrefier, se determină cu relația:

$$L = 1{,}256 . 10^{-8} \frac{S_f n^2}{\frac{l_f}{\mu_r} + l_a}$$

în care: S_f este suprafața secțiunii transversale a miezului (a brațului central), în cm²;

n — numărul de spire al înfășurării;

l_f — lungimea medie a circuitului magnetic, în cm;

l_a — lungimea întrefierului, în cm;

μ_r — permeabilitatea relativă a miezului.

Inductanța L rezultă în henry.

Tabelul 1.3 prezintă valori uzuale ale **permeabilității relative.**

TABELUL 1.3

Permeabilități relative

Material	μ_r
Nichel	110 ... 600
Fier	80 ... 620
Oțel (Si puțin)	170 ... 8 400
Oțel (Si mediu)	260 ... 7 740
Oțel (Si mult)	450 ... 7 800
Permaloy	6 000 ... 100 000
Mumetal	7 000 ... 100 000
Aluminiu	1
Alamă	1
Cupru	1
Bronz fosforos	1
Staniu	1
Zinc	1

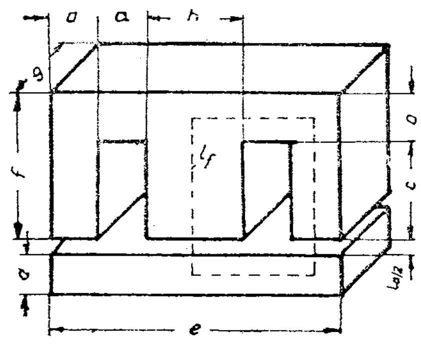


Fig. 1.8.

În cazul unui circuit magnetic obişnuit al unei bobine cu întrefier (fig. 1.8) se poate scrie:

$$\begin{cases} S_f = gb \\ l_f = e + 2f - a \end{cases}$$

Pentru alegerea tipului de tolă se utilizează relaţia:

$$S_f . S_F = \frac{LI_0^2}{K_u J B} 10^2,$$

în care: K_u — este coeficientul de umplere;
J — densitatea curentului, în A/mm²;
B — inducţia admisă, în T;
S_F — suprafaţa ferestrei tolei, în cm².

Inducţia maximă B_M (în T) se determină în funcţie de tensiunea $U_{cf}(V)$ aplicată bobinei, cu ajutorul relaţiei:

$$U_{cf} = 4{,}44 . 10^{-4} f n S_f B_M,$$

în care f este frecvenţa tensiunii, în Hz;
n — numărul de spire al bobinei.

În fig. 1.9 sînt indicate două curbe necesare în **calculul de dimensionare al bobinelor cu întrefier** (metoda Haana).

În figură I_0 reprezintă intensitatea curentului care străbate bobina, iar $V = S_f l_f$ — volumul corespunzător al fierului.

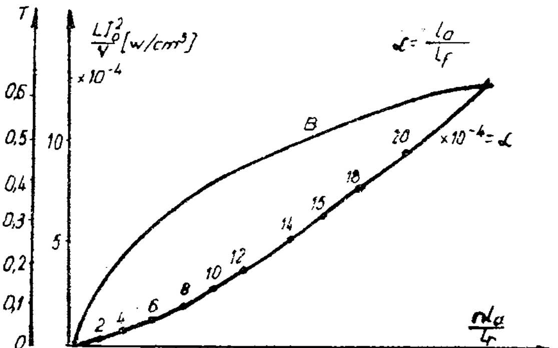


Fig. 1.9.

Rezistenţa de curent continuu a bobinei cu întrefier se poate calcula cu ajutorul relaţiei:

$$R = \frac{0{,}00022 n l_c}{d^2}$$

în care l_c reprezintă lungimea medie a unei spire a înfăşurării, în cm;

$$l_c = 2(2a + b + g).$$

Dacă se ia l_c în cm şi diametrul conductorului d în mm, rezistenţa R rezultă în Ω.

Nomograma din fig. 1.10 permite **calculul bobinelor cu întrefier.**

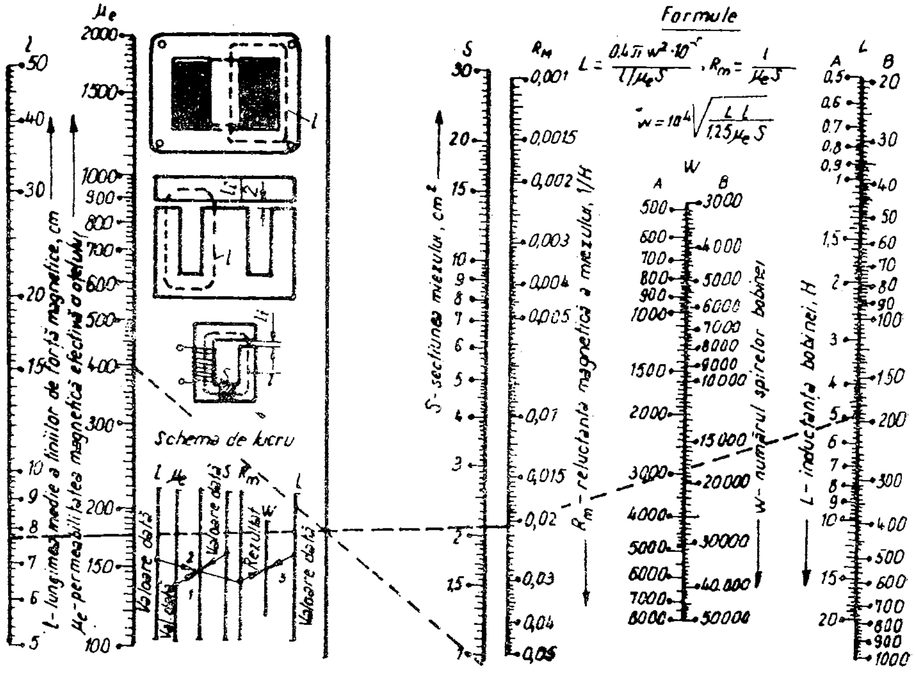


Fig. 1.10.

Inductanţa unei bobine de radiofrecvenţă cu miez feromagnetic se poate calcula cu relaţia :

$$L = \mu_{ef} L_0,$$

în care : L_0 este inductanţa bobinei fără miez ;

μ_{ef} — permeabilitatea efectivă (>1).

În cazul unei **bobine ecranate** (fig. 1.11), inductanţa acesteia este :

$$L_e = L_0 \left[1 - \left(\frac{D}{D_e}\right)^2 \frac{l}{l_e} \frac{1}{K}\right],$$

în care K reprezintă un factor ce depinde de raportul D/l. Pentru $D/l < 5$ se poate scrie :

$$K = 1 - 0{,}32 \sqrt{\frac{D}{l}}.$$

În cazul unui **ecran magnetic**, cîmpul magnetic la o adîncime z de la suprafața conductorului este:

$$H = H_0 e^{-\frac{z}{\delta}}$$

în care: H_0 este intensitatea cîmpului la suprafață;
δ — adîncimea de pătrundere.

Adîncimea de pătrundere δ, reprezintă adîncimea la care densitatea curentului scade la $1/e$ din densitatea curentului de la suprafața conductorului:

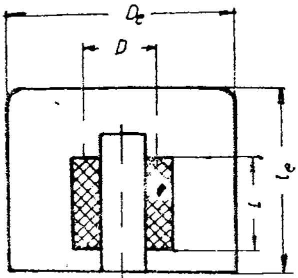


Fig. 1.11.

$$\delta = 503,3\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}$$

în care: δ este adîncimea de pătrundere, în m;
ρ — rezistivitatea, în Ω m;
μ_r — permeabilitatea relativă;
f — frecvența, în Hz.

Ecranele electrostatice se confecționează din materiale cu conductivitate bună: cupru, alamă, aluminiu. **Ecranele de joasă frecvență la cîmpuri magnetice** se bazează pe materiale feromagnetice: fier, nichel, cobalt.

Calculul unui ecran electrostatic se face cu relațiile:

$$A = 3,338\sqrt{f}\,; \qquad L = A\,\frac{1,72}{\rho}\,\mu$$

unde A este atenuarea în cupru pur (dB/mm);
f —frecvența (MHz);
ρ — rezistivitatea;
μ — permeabilitatea magnetică;
L — atenuarea în alte materiale decît cupru (dB/mm).

Pentru a determina atenuarea în cupru, se selecționează pe nomograma din fig. 1.12 frecvența pe scara f și se citește atenuarea pe scara A. Pentru alte materiale se precizează rezistivitatea pe scara ρ și permeabilitatea pe scara μ si se unesc printr-o linie care taie scara T într-un punct, punct care este unit cu punctul localizat pe scara f, iar dreapta astfel construită dă o intersecție cu scara de atenuare L.

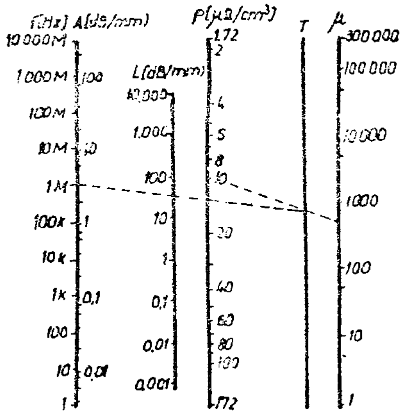


Fig. 1.12.

Un ecran electrostatic este eficace cînd este conectat la un potențial de referință de semnal zero al circuitelor electronice conținute în interiorul ecranului. Ecranul poate fi considerat drept calea de a drena curentul nedorit la un punct de masă.

Bobine imprimate (fig. 1.13)

Factorul de calitate al acestor bobine: $Q=70 \dots 100$, iar numărul de spire: $N=3 \dots 15$. Calculul inductanțelor bobinelor imprimate se face pentru bobinele spirale (fig. 1.13 a) cu ajutorul formulei:

$$L = 4{,}97 \cdot 10^{-3} \cdot r_{med} \sqrt[3]{N^5} \lg 8 \frac{r_{med}}{c},$$

pentru bobina pătrată (fig. 1.13 b) cu formula:

$$L = 5{,}55 \cdot 10^{-3} a_{med} \sqrt[3]{N^5} \lg 8 \frac{a_{med}}{c}.$$

În formule s-au notat:

L — inductanța bobinei, în μH;

$r_{med} = \frac{D_{ext}+D_{int}}{4}$ raza medie, în mm;

$a_{med} = \frac{A_{ext}-A_{int}}{4}$ latura medie a pătratului, în mm;

$c = \frac{D_{ext}-D_{int}}{2} = \frac{A_{ext}-A_{int}}{2}$ lățimea medie, în mm;

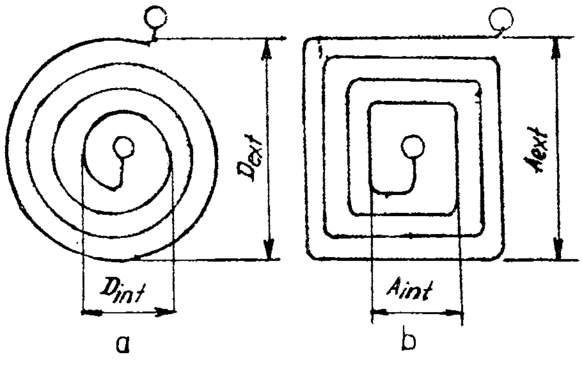


Fig. 1.13.

La legarea în serie a bobinelor, inductanța totală este:

$$L_{tot}=L_1+L_2+\dots+L_n.$$

În cazul existenței unui **cuplaj magnetic între bobinele legate în serie**, inductanța totală este:

$$L_{tot}=L_1+L_2 \pm 2M,$$

unde: $M=k\sqrt{L_1 L_2}$ — inductanța mutuală, în H;

k — coeficientul de cuplaj al bobinelor, care variază în limitele de la 0 la 1.

Dacă fluxurile magnetice ale lui L_1 și L_2 coincid ca sens, atunci se ia semnul plus.

La **legarea în paralel a bobinelor,** inductanța totală se determină cu formula :

$$\frac{1}{L_{tot}}=\frac{1}{L_1}+\frac{1}{L_2}+\ldots+\frac{1}{L_m}.$$

Pentru două bobine legate în paralel

$$L_{tot}=\frac{L_1L_2}{L_1+L_2}.$$

La **legarea în paralel a bobinelor și în cazul existenței cuplajului între ele,** inductanța totală este :

$$L_{tot}=\frac{L_1L_2-M^2}{L_1+L_2\mp 2M}.$$

Dacă fluxurile magnetice ale lui L_1 și L_2 coincid atunci se ia $-2M$.

Factorul de calitate al unei bobine este dat de relația :

$$Q=\frac{\omega L}{R},$$

în care : L este inductanța bobinei ;
R — rezistența totală de pierderi.

Factorii de calitate pentru bobinele din radioreceptoare sînt prezentați în tabelul 1.4.

Valoarea inductanței și lungimea bobinajului

Număr de spire / Diametrul cond. (mm)	1	2	3	4
0,1	5 nH	10 nH	20 nH	30 nH
	3 mm	5 mm	7 mm	9 mm
0,05	5 nH	10 nH	20 nH	30 nH
	2,5 mm	4 mm	5,5 mm	7,5 mm
0,06	5 nH	10 nH	20 nH	30 nH
	2 mm	3,2 mm	4,5 mm	6 mm
0,05	5 nH	10 nH	20 nH	30 nH
	1,5 mm	2,5 mm	3,5 mm	4,5 mm

TABELUL 1.4

Valorile factorilor de calitate normali

Game de unde		Unde lungi	Unde medii	Unde scurte	Unde ultrascurte	Frecvența intermediară
Factorul de calitate în gol	pentru bobine deschise	70 – 140	100 – 170	100 – 150	100 – 200	80 – 200
	pentru bobine închise	100 – 200	100 – 250	200 – 300	100 – 200	150 – 250
	pentru antene de ferită	200 – 500	200 – 500	150 – 300	100 – 150	–

Bobinele FIF și UIF de tipul celor din figura 1.14 și figura 1.15 se pot dimensiona folosind datele din tabelele 1.5—1.11.

În figura 1.14

D — diametrul interior ;

d — diametrul conductorului și spațiul dintre conductori.

L — lungimea totală a bobinei.

În figura 1.15

L — lungimea liniei ;

D — diametrul conductorului din care este realizată linia.

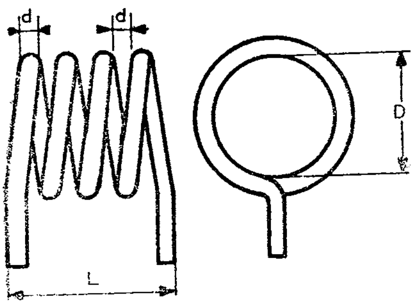


Fig. 1.14.

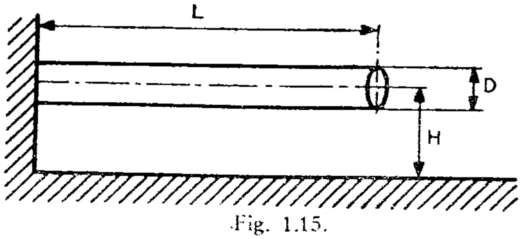


Fig. 1.15.

TABELUL 1.5

pentru bobine cu aer, avînd diametrul interior 3 mm

5	6	7	8	9	10
30 nH	40 nH	50 nH	60 nH	70 nH	70 nH
11 mm	13 mm	15 mm	17,5 mm	19,5 mm	21,5 mm
40 nH	50 nH	50 nH	60 nH	70 nH	80 nH
9 mm	10,5 mm	12 mm	13,5 mm	15,5 mm	17 mm
40 nH	50 nH	60 nH	70 nH	80 nH	90 nH
7 mm	8,5 mm	9,5 mm	11 mm	12 mm	13,5 mm
50 nH	60 nH	70 nH	80 nH	100 nH	110 nH
5,5 mm	6,5 mm	7,5 mm	8,5 mm	9,5 mm	10,5 mm

Valoarea inductanței și lungimea bobinajului

Diametrul cond. (mm) \ Număr de spire	1	2	3	4
0,2	10 nH 6 mm	20 nH 10 mm	30 nH 14,5 mm	50 nH 18,5 mm
0,16	10 nH 5 mm	20 nH 8 mm	40 nH 11,5 mm	50 nH 14,5 mm
0,13	10 nH 4 mm	20 nH 6,5 mm	40 nH 9 mm	60 nH 11,5 mm
0,1	10 nH 3 mm	30 nH 5 mm	50 nH 7 mm	70 nH 9 mm
0,08	10 nH 2,5 mm	30 nH 4 mm	50 nH 5,5 mm	80 nH 7,5 mm
0,06	10 nH 2 mm	30 nH 3 mm	60 nH 4,5 mm	90 nH 6 mm
0,05	10 nH 1,5 mm	30 nH 2,5 mm	60 nH 3,5 mm	100 nH 4,5 mm

Valoarea inductanței și lungimea bobinajului

Diametrul cond. (mm) \ Număr de spire	1	2	3	4
0,25	10 nH 8 mm	30 nH 13 mm	60 nH 18 mm	80 nH 23 mm
0,2	10 nH 6 mm	30 nH 10 mm	60 nH 14,5 mm	90 nH 18,5 mm
0,16	10 nH 5 mm	40 nH 8 mm	70 nH 11,5 mm	100 nH 14,5 mm
0,13	10 nH 4 mm	40 nH 6,5 mm	70 nH 9 mm	110 nH 11,5 mm
0,1	10 nH 3 mm	40 nH 5 mm	80 nH 7 mm	130 nH 9 mm
0,08	10 nH 2,5 mm	50 nH 4 mm	90 nH 5,5 mm	140 nH 7,5 mm
0,065	20 nH 2 mm	50 nH 3 mm	100 nH 4,5 mm	160 nH 6 mm
0,05	20 nH 1,5 mm	60 nH 2,5 mm	110 nH 3,5 mm	170 nH 4,5 mm

TABELUL 1.6

pentru bobine cu aer, avînd diametrul interior 6,3 mm

5	6	7	8	9	10
70 nH	80 nH	100 nH	120 nH	130 nH	150 nH
22,5 mm	26,5 mm	30,5 mm	35 mm	39 mm	43 mm
70 nH	90 nH	110 nH	130 nH	150 nH	170 nH
18 mm	21 mm	24,5 mm	28 mm	31 mm	34 mm
80 nH	100 nH	120 nH	140 nH	170 nH	190 nH
14 mm	16,5 mm	19,5 mm	22 mm	24,5 mm	27 mm
90 nH	120 nH	140 nH	170 nH	190 nH	220 nH
11 mm	13 mm	15 mm	17,5 mm	19,5 mm	21,5 mm
100 nH	130 nH	160 nH	190 nH	220 nH	250 nH
9 mm	10,5 mm	12 mm	13,5 mm	15,5 mm	17 mm
120 nH	150 nH	180 nH	220 nH	250 nH	290 nH
7 mm	8,5 mm	9,5 mm	11 mm	12 mm	13,5 mm
130 nH	170 nH	210 nH	250 nH	290 nH	340 nH
5,5 mm	6,5 mm	7,5 mm	8,5 mm	9,5 mm	10,5 mm

TABELUL 1.7

pentru bobine cu aer avînd diametrul 9,5 mm

5	6	7	8	9	10
110 nH	130 nH	160 nH	190 nH	210 nH	240 nH
28,5 mm	33,5 mm	39 mm	44 mm	49 mm	24,5 mm
120 nH	150 nH	180 nH	210 nH	240 nH	270 nH
22,5 mm	26,5 mm	30,5 mm	35 mm	39 mm	43 mm
130 nH	170 nH	200 nH	240 nH	280 nH	340 nH
18 mm	21 mm	24,5 mm	28 mm	31 mm	34 mm
150 nH	190 nH	230 nH	270 nH	320 nH	360 nH
14 mm	16,5 mm	19,5 mm	22 mm	24,5 mm	27 mm
170 nH	220 nH	270 nH	320 nH	370 nH	420 nH
11 mm	13 mm	15 mm	17,5 mm	19,5 mm	21,5 mm
190 nH	250 nH	310 nH	360 nH	420 nH	480 nH
9 mm	10,5 mm	12 mm	13,5 mm	15,5 mm	17 mm
220 nH	280 nH	350 nH	420 nH	490 nH	560 nH
7 mm	8,5 mm	9,5 mm	11 mm	12 mm	13,5 mm
240 nH	320 nH	400 nH	480 nH	560 nH	650 nH
5,5 mm	6,5 mm	7,5 mm	8,5 mm	9,5 mm	10,5 mm

Valoarea inductanței și lungimea bobinajului

Diametrul cond. (mm) \ Număr de spire	1	2	3	4
0,25	20 nH	50 nH	80 nH	120 nH
	8 mm	13 mm	18 mm	23 mm
0,2	20 nH	50 nH	90 nH	140 nH
	6 mm	10 mm	14,5 mm	18,5 mm
0,16	20 nH	60 nH	100 nH	150 nH
	5 mm	8 mm	11,5 mm	14,5 mm
0,13	20 nH	60 nH	110 nH	170 nH
	4 mm	6,5 mm	9 mm	11,5 mm
0,1	20 nH	70 nH	130 nH	190 nH
	3 mm	5 mm	7 mm	9 mm
0,08	20 nH	70 nH	140 nH	210 nH
	2,5 mm	4 mm	5,5 mm	7,5 mm
0,065	20 nH	80 nH	150 nH	240 nH
	2 mm	3 mm	4,5 mm	6 mm
0,05	20 nH	80 nH	160 nH	260 nH
	1,5 mm	2,5 mm	3,5 mm	4,5 mm

Inductanța unei linii situate

Diametrul cond. (mm) \ Lungimea (cm)	1,25	2,55	3,8	5,1
6,5	2 nH	5 nH	9 nH	12 nH
	0,4 pF	0,7 pF	1,1 pF	1,5 pF
	5,3 GHz	2,4 GHz	1,5 GHz	1,1 GHz
5,2	3 nH	6 nH	10 nH	14 nH
	0,3 pF	0,6 pF	0,8 pF	1,1 pF
	3,4 GHz	2,4 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
4,1	3 nH	7 nH	12 nH	17 nH
	0,2 pF	0,5 pF	0,7 pF	0,9 pF
	5,5 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
3,2	4 nH	9 nH	14 nH	19 nH
	0,2 pF	0,4 pF	0,6 pF	0,8 pF
	5,5 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
2,6	4 nH	10 nH	15 nH	21 nH
	0,2 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,7 pF
	5,4 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
2	5 nH	11 nH	17 nH	23 nH
	0,2 pF	0,3 pF	0,5 pF	0,6 pF
	5,4 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
1,6	5 nH	12 nH	19 nH	26 nH
	0,1 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,6 pF
	5,4 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
1,3	6 nH	13 nH	24 nH	28 nH
	0,1 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF
	5,3 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
1	6 nH	14 nH	22 nH	30 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,4 pF	0,5 pF
	5,3 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
0,8	7 nH	15 nH	24 nH	33 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,5 pF
	5,3 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz
0,65	7 nH	17 nH	26 nH	35 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF
	5,2 GHz	2,5 GHz	1,6 GHz	1,2 GHz

TABELUL 1.8

pentru bobine cu aer avînd diametrul interior 12,5 mm

5	6	7	8	9	10
160 nH	200 nH	250 nH	290 nH	330 nH	380 nH
28,5 mm	33,5 mm	39 mm	44 mm	49 mm	54,5 mm
180 nH	230 nH	280 nH	330 nH	380 nH	430 nH
22,5 mm	26,5 mm	30,5 mm	35 mm	39 mm	43 mm
210 nH	260 nH	320 nH	380 nH	440 nH	500 nH
18 mm	21 mm	24,5 mm	28 mm	31 mm	34 mm
240 nH	300 nH	370 nH	440 nH	510 nH	580 nH
14 mm	16,5 mm	19,5 mm	22 mm	24,5 mm	27 mm
270 nH	340 nH	420 nH	500 nH	590 nH	670 nH
11 mm	13 mm	15 mm	17,5 mm	19,5 mm	21,5 mm
300 nH	390 nH	480 nH	580 nH	680 nH	780 nH
9 mm	10,5 mm	12 mm	13,5 mm	15,5 mm	17 mm
340 nH	440 nH	550 nH	660 nH	780 nH	900 nH
7 mm	8,5 mm	9,5 mm	11 mm	12 mm	13,5 mm
370 nH	490 nH	620 nH	750 nH	890 nH	1 030 nH
5,5 mm	6,5 mm	7,5 mm	8,5 mm	9,5 mm	10,5 mm

TABELUL 1.9

la 6,5 mm de planul masei

6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
15 nH	19 nH	22 nH	26 nH	29 nH	33 nH
1,8 pF	2,2 pF	2,5 pF	2,9 pF	3,3 pF	3,6 pF
0,9 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz	0,6 GHz
18 nH	22 nH	26 nH	30 nH	34 nH	38 nH
1,4 pF	1,7 pF	2 pF	2,3 pF	2,5 pF	2,8 pF
0,9 GHz	0,8 GHz	0,6 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,4 GHz
21 nH	26 nH	30 nH	35 nH	40 nH	44 nH
1,2 pF	1,4 pF	1,6 pF	1,9 pF	2,1 pF	2,3 pF
0.9 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
24 nH	29 nH	34 nH	40 nH	45 nH	50 nH
1 pF	1,2 pF	1,4 pF	1,6 pF	1,8 pF	2 pF
0,9 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
27 nH	33 nH	38 nH	44 nH	55 nH	56 nH
0,9 pF	1,1 pF	1,2 pF	1,4 pF	1,6 pF	1,8 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
30 nH	36 nH	42 nH	49 nH	55 nH	52 nH
0,8 pF	0,9 pF	1,1 pF	1,3 pF	1,4 pF	1,6 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
33 nH	40 nH	47 nH	54 nH	61 nH	67 nH
0,7 pF	0,9 pF	1 pF	1,1 pF	1,3 pF	1,4 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
36 nH	43 nH	51 nH	58 nH	66 nH	73 nH
0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1 pF	1,2 pF	1,3 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
38 nH	47 nH	55 nH	63 nH	74 nH	79 nH
0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	1 pF	1,1 pF	1,2 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
41 nH	50 nH	59 nH	68 nH	76 nH	85 nH
0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1 pF	1,3 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
44 nH	54 nH	63 nH	72 nH	82 nH	91 nH
0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1,1 pF
1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz

Inductanța unei linii situate

Diametrul cond. (mm) \ Lungimea (cm)	1,25	2,55	3,8	5,1
6,5	3 nH 0,2 pF 3,3 GHz	7 nH 0,4 pF 2,7 GHz	12 nH 0,6 pF 1,7 GHz	17 nH 0,8 pF 1,3 GHz
5,2	3 nH 0,2 pF 6,2 GHz	8 nH 0,4 pF 2,7 GHz	14 nH 0,5 pF 1,7 GHz	19 nH 0,7 pF 1,3 GHz
4,1	4 nH 0,2 pF 6,1 GHz	9 nH 0,3 pF 2,7 GHz	15 nH 0,5 pF 1,7 GHz	21 nH 0,6 pF 1,3 GHz
3,2	4 nH 0,1 pF 6 GHz	10 nH 0,3 pF 2,7 GHz	17 nH 0,4 pF 1,7 GHz	24 nH 0,6 pF 1,3 GHz
2,6	5 nH 0,1 pF 5,9 GHz	11 nH 0,3 pF 2,7 GHz	19 nH 0,4 pF 1,7 GHz	26 nH 0,5 pF 1,3 GHz
2	5 nH 0,1 pF 5,8 GHz	13 nH 0,2 pF 2,7 GHz	20 nH 0,4 pF 1,7 GHz	28 nH 0,5 pF 1,2 GHz
1,6	6 nH 0,1 pF 5,8 GHz	14 nH 0,2 pF 2,6 GHz	22 nH 0,3 pF 1,7 GHz	31 nH 0,5 pF 1,2 GHz
1,3	6 nH 0,1 pF 5,7 GHz	15 nH 0,2 pF 2,6 GHz	24 nH 0,3 pF 1,7 GHz	33 nH 0,4 pF 1,2 GHz
1	7 nH 0,1 pF 5,6 GHz	16 nH 0,2 pF 2,6 GHz	26 nH 0,3 pF 1,7 GHz	35 nH 0,4 pF 1,2 GHz
0,8	7 nH 0,1 pF 5,6 GHz	17 nH 0,2 pF 2,6 GHz	27 nH 0,3 pF 1,7 GHz	38 nH 0,4 pF 1,2 GHz
0,65	8 nH 0,1 pF 5,5 GHz	18 nH 0,2 pF 2,6 GHz	29 nH 0,3 pF 1,7 GHz	40 nH 0,4 pF 1,2 GHz

TABELUL 1.10

la 13 mm de planul masei

6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
22 nH 1 pF 1 GHz	27 nH 1,2 pF 0,8 GHz	32 nH 1,4 pF 0,7 GHz	38 nH 1,6 pF 0,6 GHz	43 nH 1,8 pF 0,5 GHz	48 nH 2 pF 0,5 GHz
25 nH 0,9 pF 1 GHz	31 nH 1,1 pF 0,8 GHz	36 nH 1,2 pF 0,7 GHz	42 nH 1,4 pF 0,6 GHz	48 nH 1,6 pF 0,5 GHz	54 nH 1,8 pF 0,5 GHz
28 nH 0,8 pF 1 GHz	34 nH 0,9 pF 0,8 GHz	40 nH 1,1 pF 0,7 GHz	47 nH 1,3 pF 0,6 GHz	53 nH 1,4 pF 0,5 GHz	59 nH 1,6 pF 0,5 GHz
31 nH 0,7 pF 1 GHz	37 nH 0,9 pF 0,8 GHz	44 nH 1 pF 0,7 GHz	51 nH 1,1 pF 0,6 GHz	58 nH 1,3 pF 0,5 GHz	65 nH 1,4 pF 0,5 GHz
33 nH 0,7 pF 1 GHz	41 nH 0,8 pF 0,8 GHz	48 nH 0,9 pF 0,7 GHz	56 nH 1,1 pF 0,6 GHz	64 nH 1,2 pF 0,5 GHz	71 nH 1,3 pF 0,5 GHz
36 nH 0,6 pF 1 GHz	44 nH 0,7 pF 0,8 GHz	53 nH 0,8 pF 0,7 GHz	61 nH 1 pF 0,6 GHz	69 nH 1,1 pF 0,5 GHz	77 nH 1,2 pF 0,5 GHz
39 nH 0,6 pF 1 GHz	48 nH 0,7 pF 0,8 GHz	57 nH 0,8 pF 0,7 GHz	65 nH 0,9 pF 0,6 GHz	74 nH 1 pF 0,5 GHz	83 nH 1,1 pF 0,5 GHz
42 nH 0,5 pF 1 GHz	51 nH 0,6 pF 0,8 GHz	61 nH 0,7 pF 0,7 GHz	70 nH 0,8 pF 0,6 GHz	79 nH 0,9 pF 0,5 GHz	89 nH 1,1 pF 0,5 GHz
45 nH 0,5 pF 1 GHz	55 nH 0,6 pF 0,8 GHz	65 nH 0,7 pF 0,7 GHz	75 nH 0,8 pF 0,6 GHz	85 nH 0,9 pF 0,5 GHz	94 nH 1 pF 0,5 GHz
48 nH 0,5 pF 1 GHz	58 nH 0,6 pF 0,8 GHz	69 nH 0,7 pF 0,7 GHz	79 nH 0,7 pF 0,6 GHz	90 nH 0,8 pF 0,5 GHz	100 nH 0,9 pF 0,5 GHz
51 nH 0,4 pF 1 GHz	62 nH 0,5 pF 0,8 GHz	73 nH 0,6 pF 0,7 GHz	84 nH 0,7 pF 0,6 GHz	95 nH 0,8 pF 0,5 GHz	106 nH 0,9 pF 0,5 GHz

Inductanța unei linii situate

Diametrul cond. (mm) \ Lungimea (cm)	1,25	2,55	3,8	5,1
6,5	3 nH 0,1 pF 7,1 GHz	8 nH 0,3 pF 3 GHz	14 nH 0,4 pF 1,9 GHz	21 nH 0,6 pF 1,3 GHz
5,2	3 nH 0,1 pF 6,9 GHz	9 nH 0,3 pF 3 GHz	16 nH 0,4 pF 1,8 GHz	23 nH 0,5 pF 1,3 GHz
4,1	4 nH 0,1 pF 6,7 GHz	10 nH 0,2 pF 2,9 GHz	18 nH 0,4 pF 1,8 GHz	25 nH 0,5 pF 1,3 GHz
3,2	4 nH 0,1 pF 6,5 GHz	11 nH 0,2 pF 2,9 GHz	19 nH 0,3 pF 1,8 GHz	27 nH 0,5 pF 1,3 GHz
2,6	5 nH 0,1 pF 6,4 GHz	13 nH 0,2 pF 2,8 GHz	21 nH 0,3 pF 1,8 GHz	30 nH 0,4 pF 1,3 GHz
2	5 nH 0,1 pF 6,3 GHz	14 nH 0,2 pF 2,8 GHz	22 nH 0,3 pF 1,8 GHz	32 nH 0,4 pF 1,3 GHz
1,6	6 nH 0,1 pF 6,2 GHz	15 nH 0,2 pF 2,8 GHz	24 nH 0,3 pF 1,8 GHz	34 nH 0,4 pF 1,3 GHz
1,3	7 nH 0,1 pF 6,1 GHz	16 nH 0,2 pF 2,8 GHz	26 nH 0,3 pF 1,8 GHz	37 nH 0,4 pF 1,3 GHz
1	7 nH 0,1 pF 6 GHz	17 nH 0,2 pF 2,7 GHz	28 nH 0,3 pF 1,7 GHz	39 nH 0,4 pF 1,3 GHz
0,8	8 nH 0,1 pF 5,9 GHz	18 nH 0,2 pF 2,7 GHz	30 nH 0,2 pF 1,7 GHz	41 nH 0,3 pF 1,3 GHz
0,65	8 nH 0,1 pF 5,8 GHz	19 nH 0,2 pF 2,7 GHz	31 nH 0,2 pF 1,7 GHz	44 nH 0,3 pF 1,3 GHz

TABELUL 1.11

la 25 mm de planul masei

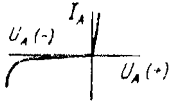
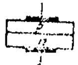
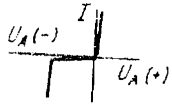
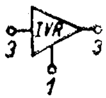
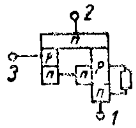
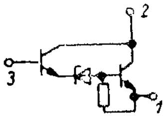
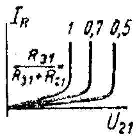
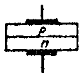
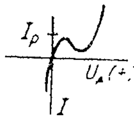
6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
27 nH 0,7 pF 1 GHz	34 nH 0,9 pF 0,9 GHz	41 nH 1 pF 0,7 GHz	47 nH 1,1 pF 0,6 GHz	54 nH 1,3 pF 0,6 GHz	61 nH 1,4 pF 0,5 GHz
30 nH 0,7 pF 1 GHz	37 nH 0,8 pF 0,9 GHz	45 nH 0,9 pF 0,7 GHz	52 nH 1,1 pF 0,6 GHz	59 nH 1,2 pF 0,6 GHz	67 nH 1,3 pF 0,5 GHz
33 nH 0,6 pF 1 GHz	41 nH 0,7 pF 0,8 GHz	49 nH 0,8 pF 0,7 GHz	57 nH 1 pF 0,6 GHz	65 nH 1,1 pF 0,6 GHz	73 nH 1,2 pF 0,5 GHz
36 nH 0,6 pF 1 GHz	44 nH 0,7 pF 0,8 GHz	53 nH 0,8 pF 0,7 GHz	61 nH 0,9 pF 0,6 GHz	70 nH 1 pF 0,5 GHz	78 nH 1,1 pF 0,5 GHz
39 nH 0,5 pF 1 GHz	48 nH 0,6 pF 0,8 GHz	57 nH 0,7 pF 0,7 GHz	66 nH 0,8 pF 0,6 GHz	75 nH 0,9 pF 0,5 GHz	84 nH 1,1 pF 0,5 GHz
41 nH 0,5 pF 1 GHz	51 nH 0,6 pF 0,8 GHz	61 nH 0,7 pF 0,7 GHz	71 nH 0,8 pF 0,6 GHz	80 nH 0,9 pF 0,5 GHz	90 nH 1 pF 0,5 GHz
44 nH 0,5 pF 1 GHz	55 nH 0,6 pF 0,8 GHz	65 nH 0,7 pF 0,7 GHz	75 nH 0,7 pF 0,6 GHz	86 nH 0,8 0F 0,5 GHz	96 nH 0,9 pF 0,5 GHz
47 nH 0,4 pF 1 GHz	58 nH 0,5 pF 0,8 GHz	69 nH 0,6 pF 0,7 GHz	80 nH 0,7 pF 0,6 GHz	91 nH 0,8 pF 0,5 GHz	102 nH 0,9 pF 0,5 GHz
50 nH 0,4 pF 1 GHz	62 nH 0,5 pF 0,8 GHz	73 nH 0,6 pF 0,7 GHz	85 nH 0,7 pF 0,6 GHz	96 nH 0,8 pF 0,5 GHz	108 nH 0,8 pF 0,5 GHz
53 nH 0,4 pF 1 GHz	65 nH 0,5 pF 0,8 GHz	77 nH 0,6 pF 0,7 GHz	89 nH 0,6 pF 0,6 GHz	101 nH 0,7 pF 0,5 GHz	114 nH 0,8 pF 0,5 GHz
56 nH 0,4 pF 1 GHz	69 nH 0,5 pF 0,8 GHz	81 nH 0,5 pF 0,7 GHz	94 nH 0,6 pF 0,6 GHz	107 nH 0,7 pF 0,5 GHz	119 nH 0,8 pF 0,5 GHz

1.3. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

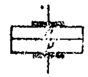
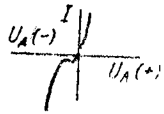
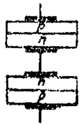
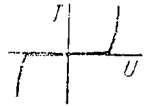
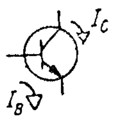
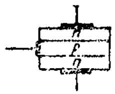
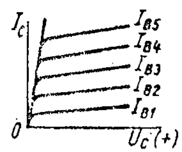
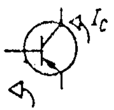
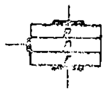
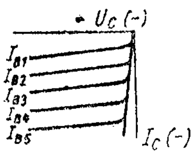
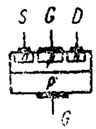
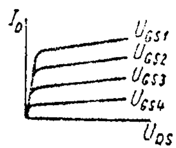
Tabelul 1.12 sintetizează principalele caracteristici ale dispozitivelor semiconductoare.

TABELUL 1.12

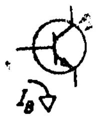
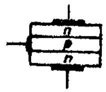
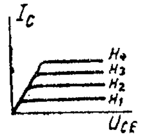
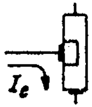
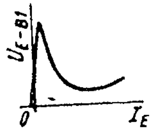
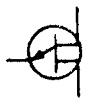
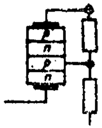
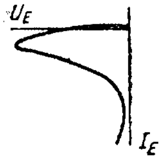
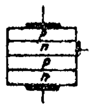
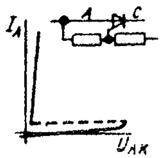
Caracteristicile principalelor dispozitive semiconductoare

Denumirea dispozitivului	Simbolul	Schema generală pentru joncțiuni		Proprietăți electrice	Principalele utlizări
Diodă sau redresor				Într-un sens conduce, în sens invers blochează	Redresare, detectare, comandă
Dioda ZENNER				În cadran negativ are caracteristica de tensiune constantă	Reglare, referință, tăiere
Regulator de tensiune integrat		 		Prin două rezistențe I_R este reglat pentru tensiunea dorită	Regulator de tensiune, element de referință, modificator de eroare, sesizor de nivel
Dioda tunel				Are rezistență negativă, cînd curentul depășește I_P	Circuite logice, circuite de microunde, sesizor de nivel

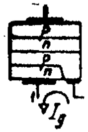
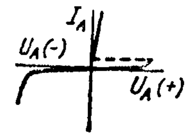
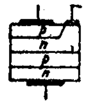
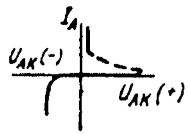
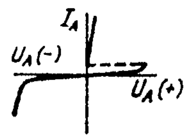
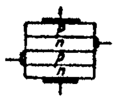
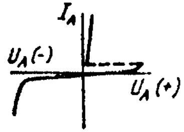
TABELUL 1.12 (continuare)

Denumirea dispozitivului	Simbol	Schema generală pentru joncțiuni	Proprietăți electrice	Principalele utilizări
Dioda de curent invers			 Seamănă cu dioda obișnuită, dar în sens invers este de tensiune mică	Mixere de microunde, oscilare de mică putere
Tirector (două diode ZENNER legate în sens invers)			 Într-un sens în funcție de tensiunea nominală are curent repede crescător	Reducerea tensiunilor tranzitorii
Tranzistor NPN			 La o comandă dată prin bază curentul de colectare este constant	Amplificator, comutator, oscilator
Tranzistor PNP			 Complementar tranzistorului NPN	Amplificator, comutator, oscilator
Tranzistor cu efect de cîmp (TEC)				Amplificator, comutator, regulator

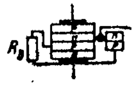
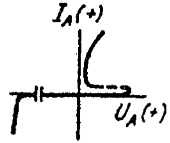
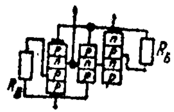
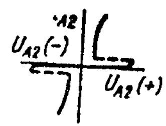
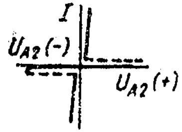
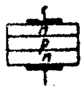
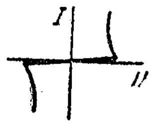
TABELUL 1.12 (continuare)

Denumirea dispozitivului	Simbolul	Schema generală pentru joncțiuni	Proprietăți electrice	Principalele utilizări
Fototranzistor			 Lumina incidentă se transformă în curent de bază	Citire de benzi, citire de cartele, sesizor de poziție, tachometru
Tranzistor unijoncțiune (TUJ)			 Tranzistorul este blocat pînă cînd tensiunea atinge U_{cs}, după aceea conduce	Temporizare, oscilatoare, sesizoare de nivel
Tranzistor unijoncțiune complementar (CTUJ)			 Din punct de vedere al funcționării este complementar TUJ-ului	Relee de timp de mare stabilitate
Tranzistor unijoncțiune programabil (TUP)			 Cu 2 rezistențe se programează U_{cs}, I_{cs} și I_{vale}. Funcționarea e echivalentă cu TUJ-ul	Comutator de putere, invertor, chopper

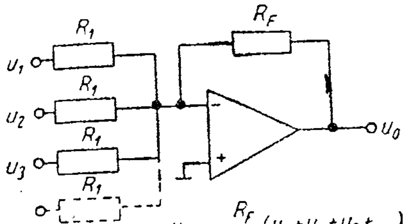
TABELUL 1.12 (continuare)

Denumirea dispozitivului	Simbolul	Schema generală pentru joncțiuni		Proprietăți electrice	Principalele utilizări
SCR				În caz de tensiune anodică pozitivă SCR se poate comuta cu I_g	Relee ieftine, temporizare de lungă durată
CSCR				Complementar SCR-ului	Numărătoare ciclică, circuite logice de viteză mică
LASCR				Funcționarea seamănă cu SCR. Sub acțiunea luminii este adus în stare de conducție	relee
Comutator siliciu comandabil (SCS)				Seamănă cu SCR dar la anod poate fi comutat cu semnal negativ	Circuite logice, comandă tuburile Nixie, comandă becurile

TABELUL 1.12 (continuare)

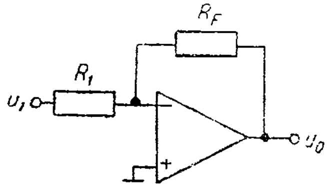
Denumirea dispozitivului	Simbolul	Schema generală pentru joncțiuni		Proprietăți electrice	Principalele utilizări
Comutator siliciu unilateral (SUS)				Asemănător cu SCS cu diodă ZENNER. La 8 V conduce	Circuite de comutație, numărătoare, comutare SCR
Comutator siliciu bilateral (SBS)				Variantă simetrică bilaterală a SUS	Circuite de comutație, comandă de fază la TRIAC
TRIAC				Funcționează ca și SCR, dar în ambele sensuri poate fi comandat de semnal de poartă pozitiv sau negativ	Comutator de curent alternativ, comandă de fază
DIAC				Cînd tensiunea ajunge la nivel de comutație (aprox. 35 V) atunci dispozitivul comută brusc la 10 V	Comutator TRIAC și SCR, oscilator

1.3.1. Aplicații tipice ale amplificatoarelor operaționale



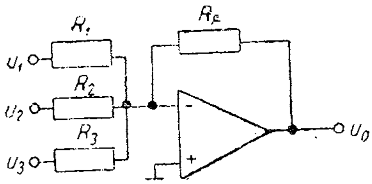
$$u_0 = -\frac{R_F}{R_1}(u_1 + u_2 + u_3 + \ldots)$$

Fig. 1.16. NUMĂRĂTOR



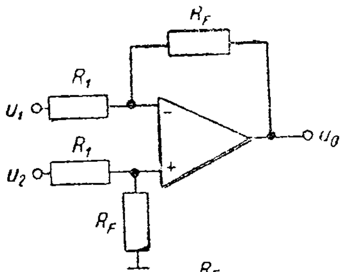
$$u_0 = -(R_F/R_1)u_1$$

Fig. 1.20. AMPLIFICATOR



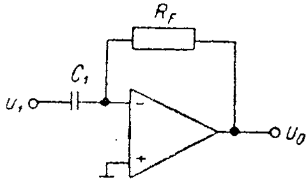
$$u_0 = -R_F\left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} + \cdots\right)$$

Fig. 1.17. DIVIZOR



$$u_0 = \frac{R_F}{R_1}(u_2 - u_1)$$

Fig. 1.21. SCĂZĂTOR



$$u_0 = -R_F C_1 (du_1/dt)$$

Fig. 1.18. DIFERENȚIATOR

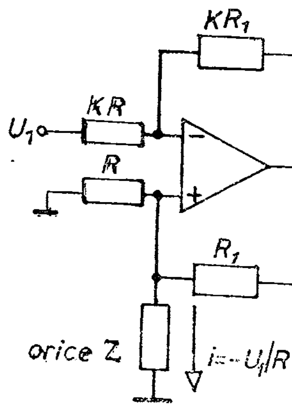
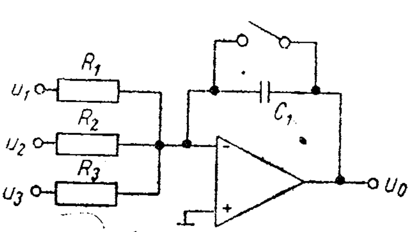
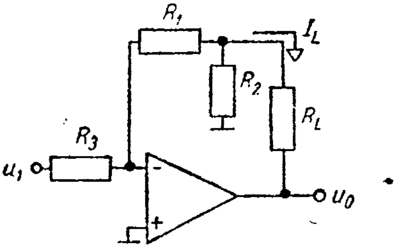


Fig. 1.22.
INJECȚIE CURENT



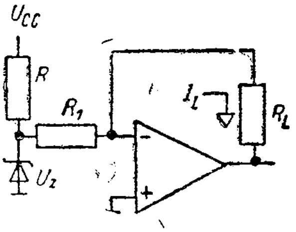
$$u_0 = -\frac{1}{C}\int_0^t \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3}\right)dt$$

Fig. 1.19. INTEGRATOR



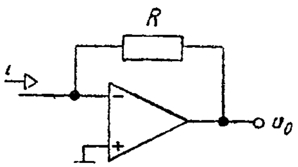
$$I_L = u_1\left[\frac{R_1(R_1+R_2)}{R_1 R_2 R_3}\right]$$

Fig. 1.23. GENERATOR I CONSTANT MARE



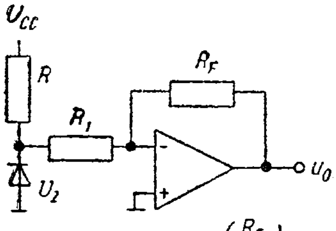
$$I_L = \frac{U_Z}{R_1}$$

Fig. 1.24. GENERATOR I CONSTANT



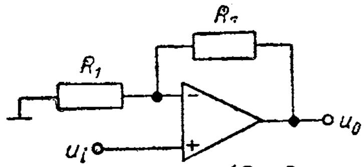
$$u_0 = iR$$

Fig. 1.25. CONVERTOR I—U



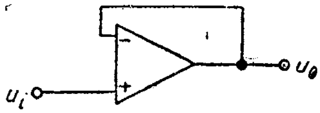
$$u_0 = -U_Z\left(\frac{R_F}{R_1}\right)$$

Fig. 1.26. GENERATOR U CONSTANT



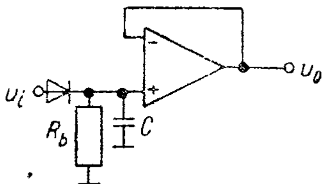
$$U_0 = \left(\frac{R_F+R_1}{R_1}\right)u_i$$

Fig. 1.27. REPETOR-AMPLIFICATOR



$$u_0/u_i = +1$$

Fig. 1.28. REPETOR



$$u_0 = u_{i\,max}$$

Fig. 1.29. REPETOR U VÎRF

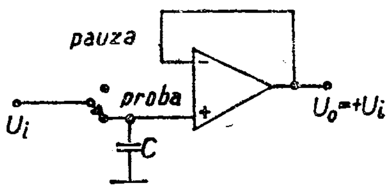
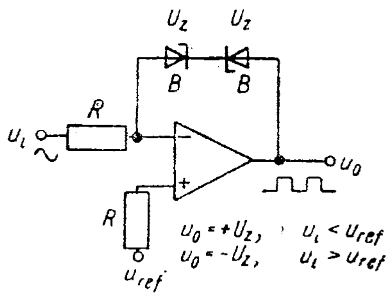


Fig. 1.30. TESTOR C



$u_0 = +U_Z$, $u_i < U_{ref}$

$u_0 = -U_Z$, $u_i > U_{ref}$

Fig. 1.31. COMPRESOR U

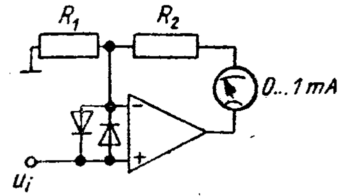


Fig. 1.32. MĂSURARE I MARE

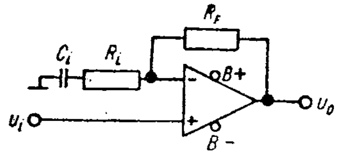


Fig. 1.37. RAA

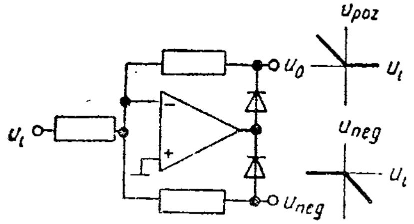


Fig. 1.33. SEPARATOR POLARITATE

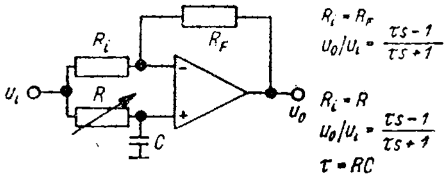


Fig. 1.38. AMPLIFICATOR CU ÎNTÎRZIERE REGLABILĂ

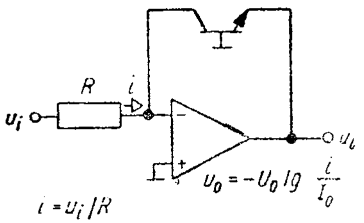


Fig. 1.34. CIRCUIT LOGARITMARE

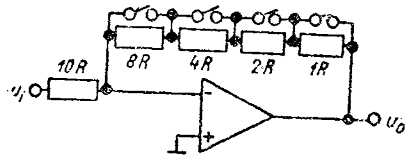
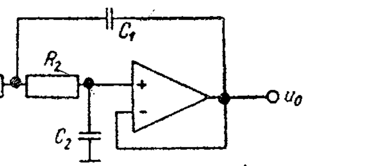


Fig. 1.39. CONVERTOR D/A



$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\tau = \frac{C_2(R_1 + R_2)\omega_n}{2}$$

$$U_0/U_i = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + C_2(R_1 + R_2)s + 1} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\tau s}{\omega_n} + 1}$$

Fig. 1.40. FILTRU ACTIV TRECE JOS (2 POLI)

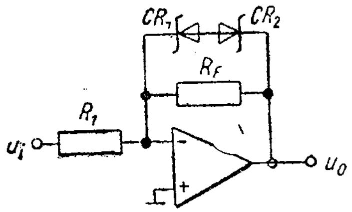


Fig. 1.35. LIMITATOR

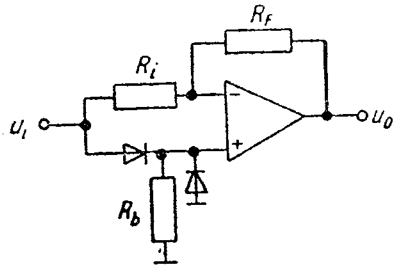
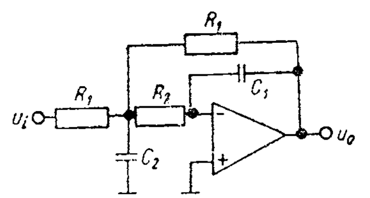
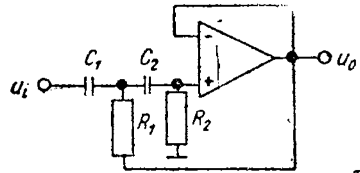


Fig. 1.36. AMPLIFICATOR VALOARE ABSOLUTĂ



$$U_0/U_i = \frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)s^2 + C_1(2R_2 + R_1)s + 1}$$

Fig. 1.41. AMPLIFICATOR (caract. transfer de ordinul 2)



$$F(s) \approx \frac{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + d\left(\frac{s}{\omega_n}\right) + 1}$$

$$d = \frac{\tau_1 + R_1 C_2}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2}$$

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

Fig. 1.42. FILTRU ACTIV TRECE SUS (2 POLI)

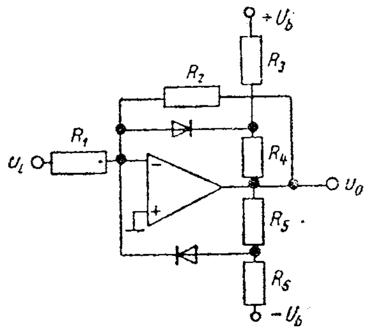


Fig. 1.43. PROTECȚIE LA SUPRASARCINI

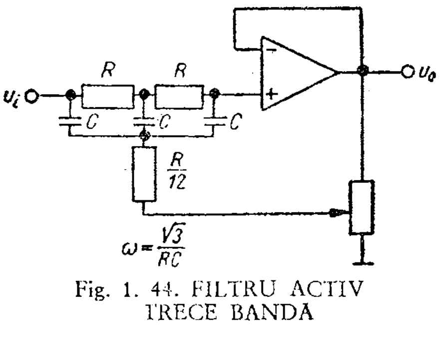


Fig. 1. 44. FILTRU ACTIV TRECE BANDĂ

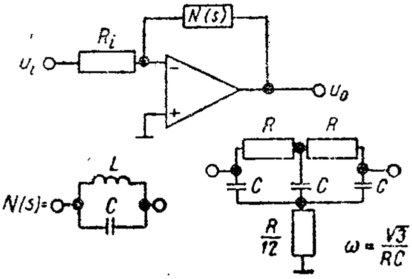


Fig. 1.45. AMPLIFICATOR TRECE BANDĂ

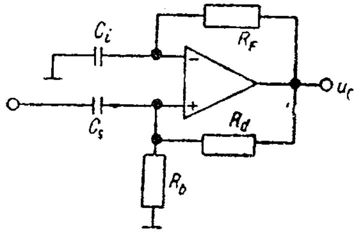


Fig. 1.46. DIVIZOR FRECVENȚĂ

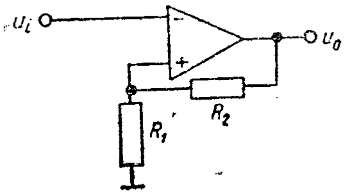


Fig. 1.47. TRIGER SCHMITT

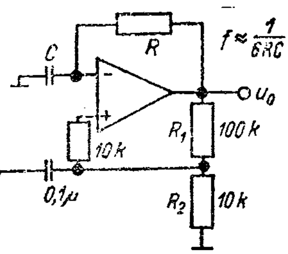


Fig. 1.48. MULTIVIBRATOR

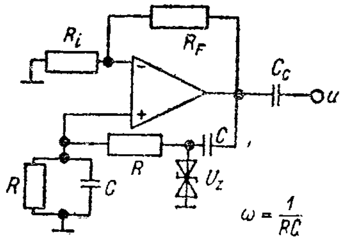


Fig. 1.49. OSCILATOR CU PUNTE WIEN

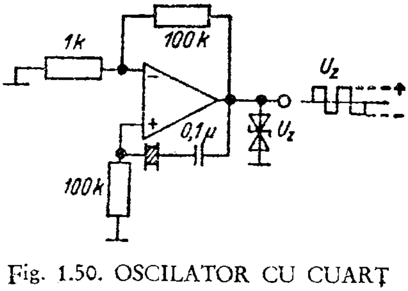


Fig. 1.50. OSCILATOR CU CUARȚ

1.3.2. Circuite cu tranzistoare

TABELUL 1.13

Regimurile de funcționare a tranzistoarelor bipolare

Denumirea	Valoarea parametrii	Polarizare joncțiune emitor	Polarizare joncțiune colector	Condiții suplimentare		
				BC	EC	CC
Regim activ normal	$u_{CB}<0$ $i_E>0$ $u_{EB}>0$	direct	invers	—	—	$U_{BC}>U_{BC}$
Regim de tăiere (blocare)	$u_{CB}<0$ $i_E\leqslant 0$	invers	invers	—	—	—
Regim de saturație	$u_{CB}>0$ $I_E>0$ $u_{EB}>0$	direct	direct	—	$U_{CE}<U_{CB}$	—

La **calculul etajelor de curent continuu** cu tranzistoare sînt utile următoarele relații, care corespund fig. 1.51.

$$A_i=\frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}\approx\frac{h_{21e}}{1+h_{22e}R_s}$$

$$R_{intr}=\frac{\Delta h_e+h_{22e}R_E+(h_{11e}+h_{21e}R_E)\dfrac{1}{R_c}}{h_{22e}+\dfrac{1}{R_E}}$$

$$R_{ieș}=\frac{1}{h_{22e}}.$$

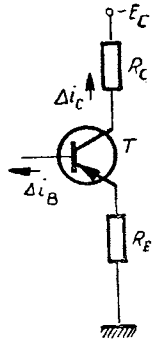


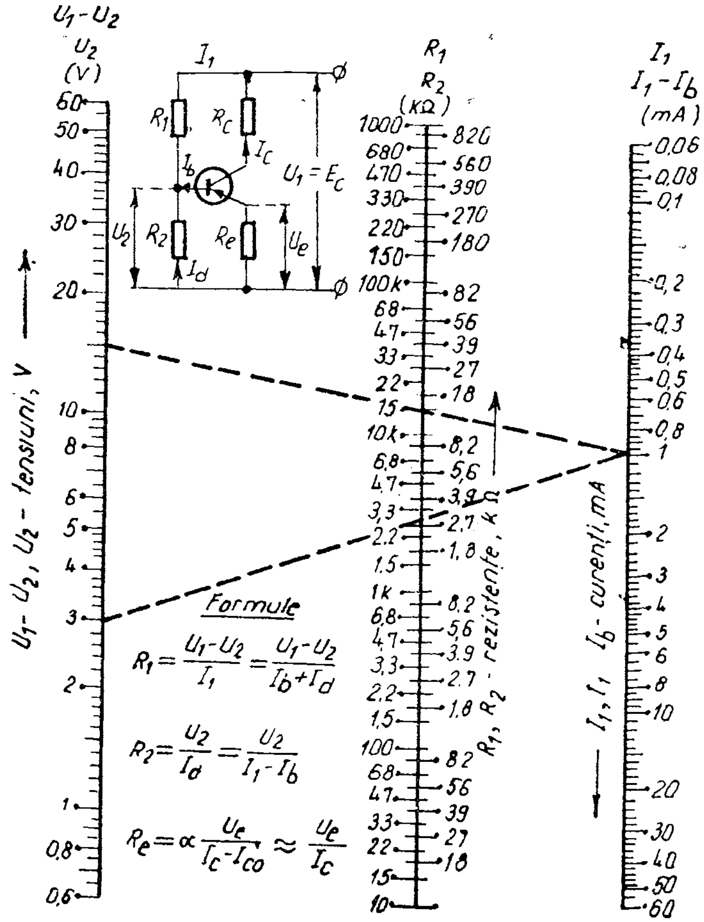
Fig. 1.51.

Stabilitatea în funcționare pentru amplificatoarele de curent continuu cu tranzistoare este caracterizată de deriva la intrare.

Deriva la intrare reprezintă curentul echivalent Δi_{intr} la intrarea tranzistorului primului etaj, care produce același efect la ieșire ca cel datorat modificării condițiilor de lucru (de ex. temperatura).

Cu ajutorul nomogramei din fig. 1.52 se pot calcula **elementele circuitului de bază și de emitor.**

Cu ajutorul tranzistoarelor pot fi realizate diverse tipuri de asemenea și circuite. În tabelul 1.14, sînt cuprinse schemele acestor circuite precum relațiile de calcul pentru elementele lor.

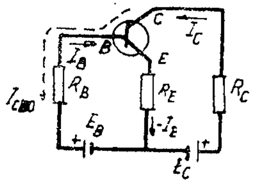
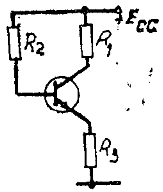
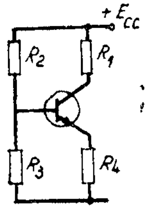
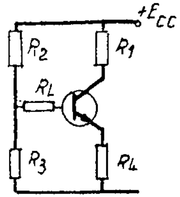
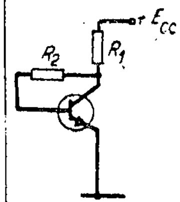
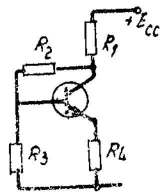


U1-U2
U2
(V)
I1
R1
R2
(kΩ)
I1
I1-Ib
(mA)
Rc
Ic
Ib
U1=Ec
U2
Re
Ue
Id
U1-U2, U2 - tensiuni, V
R1, R2 - rezistențe, kΩ
I1, I1 Ib - curenți, mA
Formule
R1 = (U1-U2)/I1 = (U1-U2)/(Ib+Id)
R2 = U2/Id = U2/(I1-Ib)
Re = α Ue/(Ic-Ico) ≈ Ue/Ic

Fig. 1.52.

TABELUL 1.14

Relații de calcul pentru elementele circuitelor de polarizare

Circuitul general de polarizare cu două surse		$\Delta I_C = S_1\Delta I_{CBO} + S_V\Delta V_{BE} + S_\beta\Delta\beta$ $S_1 = 1+\frac{\beta R_B}{Z}$; $S_V = -\frac{\beta}{Z}$; $S_\beta = \frac{R_B I_B}{Z}$ $Z = R_B + (\beta+1)R_E$			
Circuite particulare de polarizare cu o singură sursă					
Relații de legătură între elementele circuitelor particulare și elementele circuitului general de polarizare	$E_{CC}=E_C=E_B$ $R_1=R_C$ $R_2=R_B$ $R_3=R_E$	$E_{CC}=E_C$ $R_1=R_C$ $R_2=\frac{E_C}{E_C-E_B}R_E$ $R_3=\frac{E_C}{E_B}R_B$ $R_4=R_E$	$E_{CC}=E_C$ $R_1=R_C$ $R_2=$ $=\frac{E_C}{E_C-E_B}(R_B-R_L)$ $R_3=\frac{E_C}{E_B}(R_B-R_L)$ $R_4=R_E$	$E_{CC}=E_C=E_B$ $R_1=R_E$ $R_2=R_B$	$E_{CC}=E_C+\frac{R_C}{R_B}E_B$ $R_1=\frac{E_{CC}}{E_{CC}-E_B}R_C$ $R_2=\frac{E_{CC}}{E_B}R_B$ $R_3=\frac{E_{CC}}{E_C-E_B}R_B$ $R_4=R_E-\frac{E_B}{E_B-E_C}\cdot R_C$

1.3.3. Radiatoare

Rezistența termică a sursei de căldură-mediu ambiant (aer) în montarea verticală (fig. 1.53), cînd elementul vertical de răcire are orificii de răcire, este :

$$\theta_{sm}=\frac{1}{2I^2\eta(K_c+K_r)}\ [°C/W],$$

unde I este înălțimea elementului de răcire ;
K_c — coeficientul de transfer al căldurii prin convecție ;

$$K_c=3{,}425\cdot10^{-4}\left(\frac{T_s-T_m}{I}\right)^{1/4}\quad[W/cm^2°C]\ ;$$

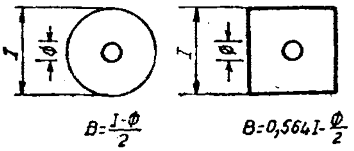


Fig. 1.53.

K_r — coeficientul de transfer al căldurii prin radiație

$$K_r=2{,}278\cdot10^{-11}R\left(\frac{T_s-T_m}{2}+273\right)^3\quad[W/cm^2°C]\ ;$$

T_s — temperatura sursei de căldură [°C]
T_m — temperatura mediului ambiant [°C] ;
R — coeficientul de radiație a suprafeței ;
η — factor de corecție, numit coeficient de eficacitate a transferului de căldură a elementului de răcire și care depinde de grosimea, forma, conducția termică etc. a elementului mecanic prin care are loc transferul de căldură de la sursa caldă la mediul ambiant ; se determină cu ajutorul nomogramei din figura 1.54.
(C—conductivitatea termică a materialului pentru elementul de răcire)

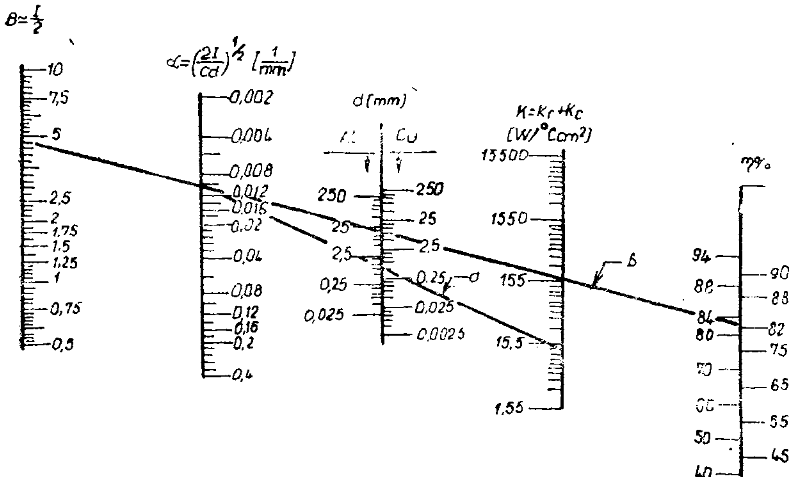


Fig. 1.54.

Nomograma de calcul a coeficientului de transfer al căldurii se utilizează plecînd de la alegerea aproximativă a înălțimii I. Se calculează apoi coeficienții de transfer al căldurii prin convecție și prin radiație, $K = K_c + K_r$.

Se determină α din valorile înălțimii alese I și a grosimii elementului de răcire d (linia a, fig. 1.54). Se determină η pentru valorile lui B, (fig. 1.54) și ale lui α (linia b). Valorile lui η astfel determinate sînt valabile pentru montarea verticală a elementului de răcire (cu $I >> \varnothing$) în aer. Pentru alte condiții, η trebuie modificat după cum urmează :

— montare orizontală — se înmulțește K_c cu 0,7 ;

— montare orizontală cu una din fețele elementului de răcire — se înmulțește η cu 0,5 și K_c cu 0,94 ;

— pentru elementele de răcire dreptunghiulare cu raportul laturilor 2 : 1, se înmulțește K cu 0,8 ;

— pentru elementele de răcire nesimetrice, la care sursa de căldură este montată la unul din capete — se înmulțește η cu 0,7 ;

CAPITOLUL II

CIRCUITE

2.1. CIRCUITE ÎN CURENT CONTINUU ŞI CURENT ALTERNATIV

Pentru calculul rapid al legii lui **Ohm** se poate utiliza nomograma din figura 2.1.

Tensiunea pe porţiunea de circuit care conţine cîteva rezistenţe conectate în serie este egală cu suma căderilor de tensiune de pe fiecare rezistenţă :

$$U_{tot}=U_1+U_2+\ldots+U_n=IR_1+IR_2+\ldots+IR_n.$$

$$E=U+u_0=IR+Ir_0\,;\; u_0=Ir_0.$$

unde :

U este căderea de tensiune pe porţiunea externă a circuitului, în V ;

u_0 — căderea de tensiune în interiorul sursei de tensiune electromotoare (t.e.m.) în V.

Curenţii care parcurg rezistenţele legate în paralel sînt proporţionali cu aceste rezistenţe :

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{R_2}{R_1}\,;\;\frac{I_2}{I_3}=\frac{R_3}{R_2}\,;\ldots\frac{I_{m-1}}{I_m}=\frac{R_m}{R_{m-1}}.$$

Cîteva surse legate în serie pot fi înlocuite prin una singură a cărei t.e.m. este :

$$E_{tot}=E_1+E_2+\ldots+E_n,$$

iar rezistenţa internă :

$$r_{0\,tot}=r_{01}+r_{02}+\ldots+r_{0n}.$$

Pentru circuite complexe care conţin noduri şi ochiuri sînt valabile legile lui Kirchhoff.

Conform **primei legi a lui Kirchhoff**, suma algebrică a curenţilor care intră în nod şi care ies din nod este egală cu zero :

$$\Sigma\, I=0.$$

În formulă se adoptă semnul pozitiv pentru curenţii care intră în nod şi negativ pentru cei care ies.

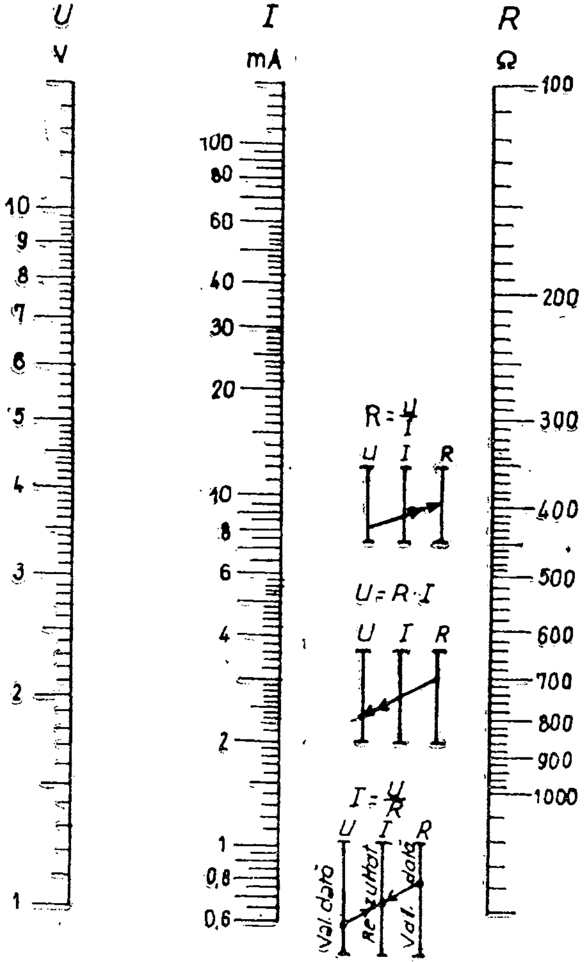


Fig. 2.1.

Conform celei de a **doua legi a lui Kirchhoff** suma algebrică a tuturor **t.e.m.** este egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune pe toată rezistența acestui circuit:

$$\Sigma E = \Sigma U.$$

În formulă ca valoare pozitivă se iau t.e.m. și căderile de tensiune care coincid cu sensul arbitrar ales.

Avînd la dispoziție o sursă de o anumită tensiune și vrem să obținem o altă tensiune folosim **divizoare de tensiune**. Aceste divizoare pot fi de trei tipuri din punct de vedere al funcționării:

a) fără consum în sarcină

b) cu consum în sarcină
c) reglabil
În figura 2.2 se prezintă schematic aceste trei structuri.

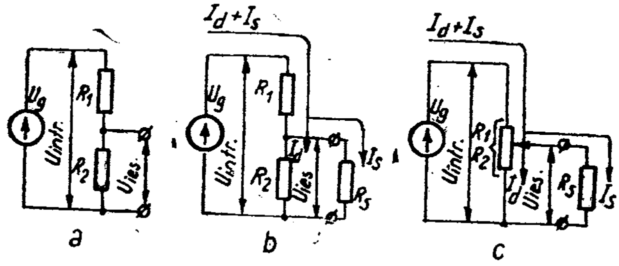


Fig. 2.2.

Pentru ca un divizor de tensiune să poată fi considerat fără consum în sarcină, este acceptat curentul prin el de cel puțin 100 ori mai mare decît curentul care curge prin rezistența de sarcină. Dacă valoarea curentului prin rezistența de sarcină este mică, condiția de mai sus este ușor de îndeplinit. Curentul care curge prin divizorul de tensiune trebuie să nu depășească curentul maxim admisibil al sursei de alimentare și să nu determine complicații însemnate ale schemei. Divizoarele de tensiune pot fi atît rezistive cît și capacitive (fig. 2.3).

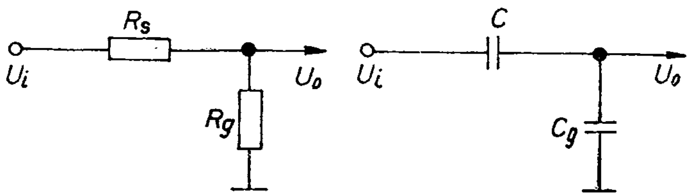


Fig. 2.3.

Nomograma din fig. 2.4 permite aflarea valorilor componentelor din divizoare rezistive și capacitive. Relațiile valabile pentru fig. 2.3 *a* și *b* sînt :

$$\frac{U_0}{U_i}=\frac{R_g}{R_g+R_s} \text{ sau } \frac{U_0}{U_i}=\frac{C_s}{C_s+C_g}$$

Pentru extinderea domeniului de valori cele două scări pot fi multiplicate cu aceleași puteri ale lui 10, fără a se modifica valorile de pe scara din mijloc.

Exemplu : 1. Un oscilator blocking trebuie blocat printr-un divizor montat între tensiunea negativă de alimentare și masă. Tensiunea de blocare este —15 V, tensiunea negativă de alimentare 150 V, iar rezistența grilă—masă 22 Kohmi. Rezultă $U_0/U_i=0,1$. Unind punctul 22 de pe scala

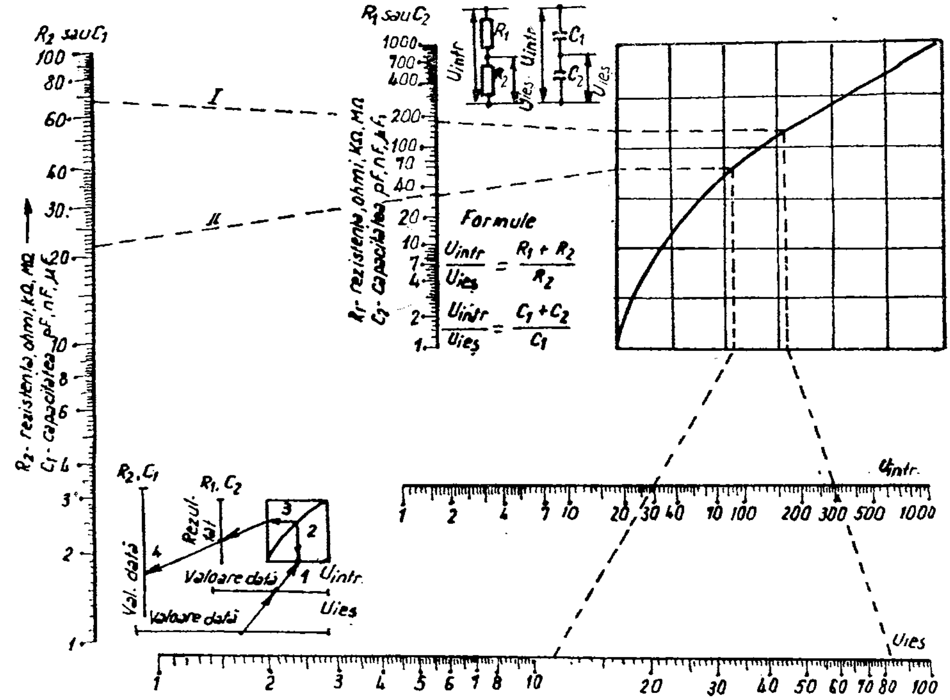


Fig. 2.4.

R_p cu valoarea U_0/U_i, pe scala R_s obținem valoarea 20, ceea ce corespunde la 200 Kohmi, deoarece s-a multiplicat cu 10 valorile celor două scări.

2. Pentru a obține un atenuator 5 : 1 folosit într-un circuit de testare *RF*, se rotește dreapta în jurul punctului 0.2, aflînd pentru C_p 30 pF, iar pentru C_s 7,5 pF.

Obs. Diviziunile mai mari de pe scările din stînga și dreapta indică valori cu toleranța $\pm 10\%$, iar diviziunile mai mici valori cu toleranța $\pm 5\%$.

Un parametru important care caracterizează circuitele tip *RC* sau *RL* este **constanta de timp.**

Constanta de timp a circuitului caracterizează timpul de încărcare și descărcare a acumulatorului de energie — condensatorul sau bobina, cuplate în circuit. Dacă circuitul este compus din rezistență și capacitate, atunci constanta de timp se calculează cu formula :

$$\tau = RC,$$

unde : R este rezistența circuitului, în Ω ;

C — capacitatea, în F.

La încărcarea condensatoarelor prin rezistență tensiunea pe condensator într-un moment oarecare poate fi determinată cu formula :

$$u_c = F(1 - e^{\frac{t}{\tau}}) \ [V],$$

unde: t este timpul de încărcare al condensatorului, în s
$e=2,73$.

Curentul de încărcare al condensatorului, în orice moment, este:

$$i=\frac{E}{R}e^{-\frac{t}{\tau}}[A].$$

Constanta de timp pentru circuitul RL se calculează cu formula

$$\tau=\frac{L}{R}$$

Cu ajutorul nomogramei din figura 2.5 se poate afla τ pentru RC şi RL în funcţie de valorile elementelor circuitului.

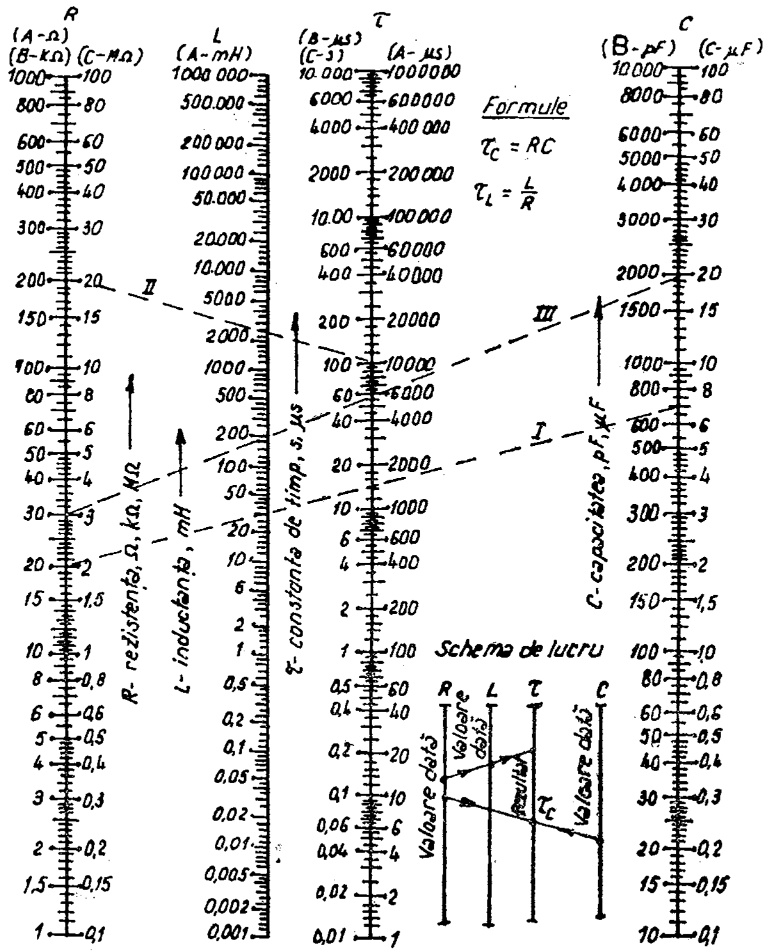


Fig. 2.5.

Nomograma din fig. 2.6 permite determinarea constantei de timp pe baza relației $T=RC$; T reprezentînd durata necesară ca tensiunea pe conden-

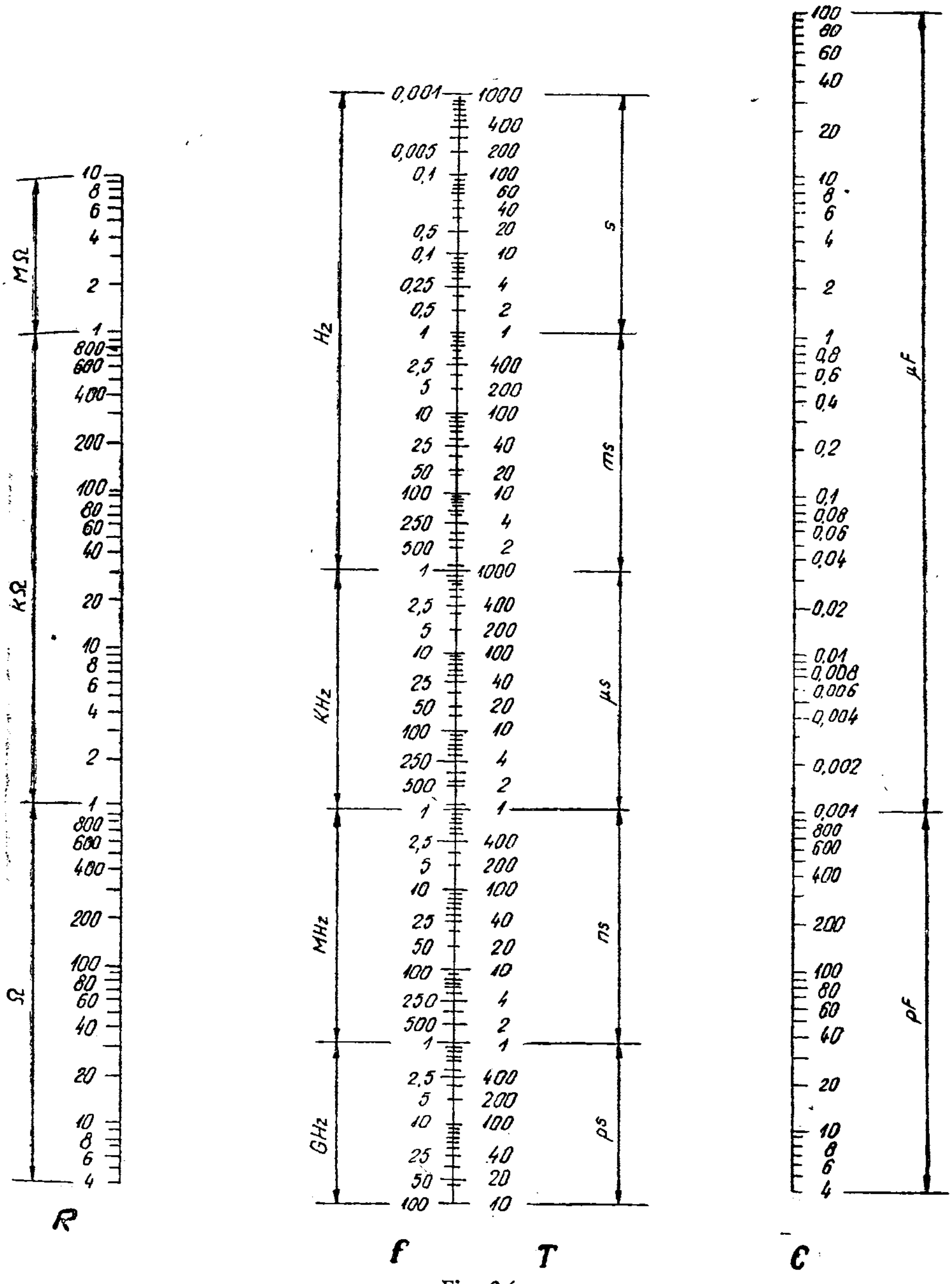


Fig. 2.6.

satorul C (din montajul serie RC), să atingă 63,2% din valoarea tensiunii aplicate pe montaj.

Exemplu : O constantă de timp de 10 ms se poate realiza cu o rezistență de 1 Mohm și un condensator de 10 nF.

Nomograma din fig. 2.7 permite determinarea, în cazul unui circuit serie RC, a timpului necesar ca $U_{ieșire}$ să atingă un anumit procent din tensiunea de salt aplicată la intrare, sau ce procent din tensiunea de la intrare apare la ieșire după un anumit timp. La baza nomogramei se află relația :

$$\frac{U_0}{U_i} = 1 - e^{-t/RC}$$

Exemplu : Să determinăm durata în care un condensator de 5 000 μF se încarcă la 400 V printr-o rezistență de 1 Kohm, dacă tensiunea de alimentare este 450 V. Din nomogramă (fig. 2.7) rezultă că pentru atingerea unui procent de 88,5% (atît reprezintă 400 V față de 450 V) din tensiunea de alimentare, este necesar un timp egal cu 2,2 ori constanta de timp. Pe baza nomogramei din fig. 2.6 valoarea constantei de timp pentru exemplul nostru este de 5 s. Deci, pentru încărcarea condensatorului la 400 V sînt necesare 11 sec.

O altă mărime caracteristică a circuitelor liniare este puterea.

Energia produsă de curentul electric parcurgînd o rezistență, în unitatea de timp se numește putere.

Puterea poate fi calculată cu formulele :

$$P = IU = I^2R = \frac{U^2}{R} [W]$$

Randamentul poate fi calculat cu formula :

$$\eta = \frac{P_u}{P} \cdot 100 [\%]$$

Nomograma din figura 2.8 se folosește la calculul puterii în funcție de ceilalți parametri ai circuitului și invers.

Exemplu : dacă la bornele unei rezistențe de 1,2 kΩ se măsoară o tensiune de 4,3 V, se poate deduce că mărimea curentului este de 3,6 mA și că puterea consumată este de 15,4 mW.

Dacă printr-un circuit trece un curent alternativ, intervin alți parametri care caracterizează comportarea circuitului, de exemplu reactanța inductivă X_L, reactanța capacitativă X_C impedanța totală a circuitului Z, etc.

Din punct de vedere constructiv deosebim **circuitele serie și circuitele paralel** (fig. 2.9 a respectiv b).

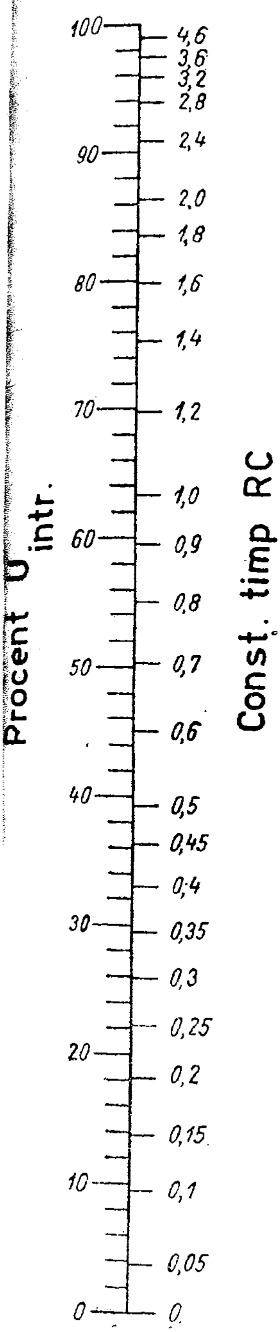


Fig. 2.7.

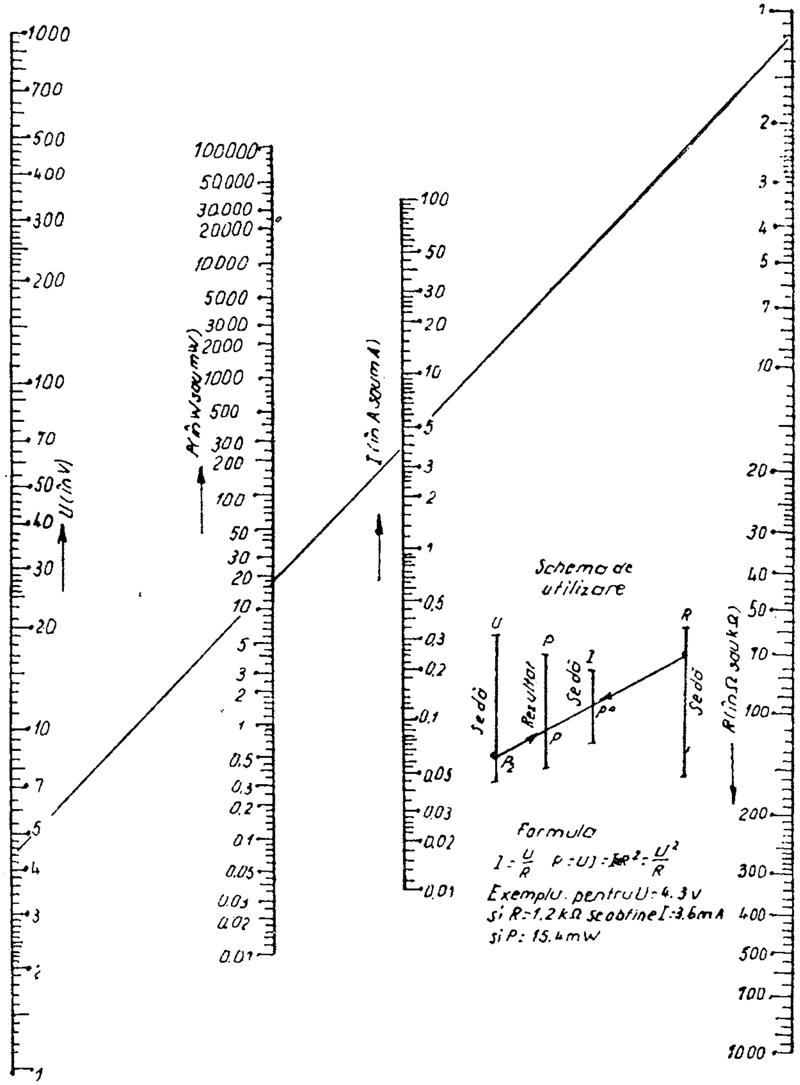


Fig. 2.8.

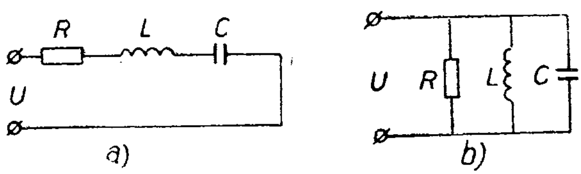
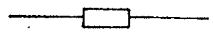
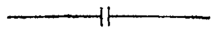
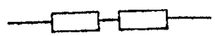
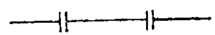
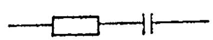
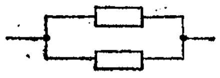
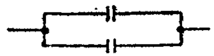
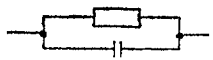
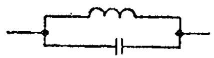
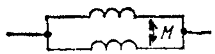
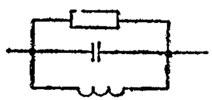


Fig. 2.9.

TABELUL 2.1

Impedanțele serie și paralel ale montajelor R, L, C

Montaj	Simbol	Impedanța ($Z=R+jX$)	Val. abs. a impedanței ($\lvert Z\rvert=\sqrt{R^2+X^2}$)	Unghiul de fază ($\varphi=\mathrm{arctg}(X/R)$)	Admitanța ($Y=1/Z$)
	R	R	R	0	$1/R$
	L	$+j\omega L$	ωL	$+\pi/2$	$-j(1/\omega L)$
	C	$-j(1/\omega C)$	$1/\omega C$	$-\pi/2$	$j\omega C$
	R_1+R_2	R_1+R_2	R_1+R_2	0	$1/(R_1+R_2)$
	$L_1(M)L_2$	$-j\omega(L_1+L_2\pm 2M)$	$\omega(L_1+L_2\pm 2M)$	$+\pi/2$	$-j/\omega(L_1+L_2\pm 2M)$
	C_1+C_2	$-j\frac{1}{\omega}\left(\frac{C_1+C_2}{C_1C_2}\right)$	$\frac{1}{\omega}\left(\frac{C_1+C_2}{C_1C_2}\right)$	$-\frac{\pi}{2}$	$j\omega\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)$
	$R+L$	$R+j\omega L$	$\sqrt{R^2+\omega^2L^2}$	$\mathrm{arc\ tg}\,\frac{\omega L}{R}$	$\frac{R-j\omega L}{R^2+\omega^2L^2}$
	$R+C$	$R-j\frac{1}{\omega C}$	$\sqrt{\frac{\omega^2C^2R^2+1}{\omega^2C^2}}$	$-\mathrm{arc\ tg}\,\frac{1}{\omega RC}$	$\frac{\omega^2C^2R+j\omega C}{\omega^2C^2R^2+1}$
	$L+C$	$+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)$	$\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)$	$\pm\frac{\pi}{2}$	$-\frac{j\omega C}{\omega^2LC-1}$

	$R+L+C$	$R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)$	$\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}$	$\text{arc tg}\left(\frac{\omega L-1/\omega C}{R}\right)$	$\frac{R-j(\omega L-1/\omega C)}{R^2+(\omega L-1/\omega C)^2}$
	R_1, R_2	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$	0	$\frac{R_1+R_2}{R_1R_2}$
	C_1, C_2	$-j\frac{1}{\omega(C_1+C_2)}$	$\frac{1}{\omega(C_1+C_2)}$	$-\frac{\pi}{2}$	$+j\omega(C_1+C_2)$
	L, R	$\frac{\omega^2L^2+j\omega LR^2}{\omega^2L^2+R^2}$	$\frac{\omega LR}{\sqrt{\omega^2L+R^2}}$	$\text{arc tg}\frac{R}{\omega L}$	$\frac{1}{R}-\frac{j}{\omega L}$
	R, C	$\frac{R-j\omega R^2C}{1+\omega^2R^2C^2}$	$\frac{R}{\sqrt{1+\omega^2R^2C^2}}$	$\text{arc tg}(-\omega RC)$	$\frac{1}{R}+j\omega C$
	L, C	$+j\frac{\omega L}{1-\omega^2LC}$	$\frac{\omega L}{1-\omega^2LC}$	$\pm\frac{\pi}{2}$	$j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)$
	$L_1(M)L_2$	$+j\omega\frac{L_1L_2-M^2}{L_1+L_2\pm 2M}$	$\omega\frac{L_1L_2-M^2}{L_1+L_2\pm 2M}$	$\pm\frac{\pi}{2}$	$-j\frac{1}{\omega}\left(\frac{L_1+L_2\pm 2M}{L_1L_2-M^2}\right)$
	L, C, R	$\frac{\frac{1}{R}-j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)}{\left(\frac{1}{R}\right)^2+\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2}$	$\frac{R}{\sqrt{1+R^2\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2}}$	$\text{arc tg}\left[-R\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)\right]$	$\frac{1}{R}+j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)$

Structura generală pentru aceste două tipuri de circuite se dă în figura 2.9.

La **circuitele serie** (fig. 2.9 a) mărimile X_C, X_L se definesc în felul următor :

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad \text{și} \quad X_L = \omega L$$

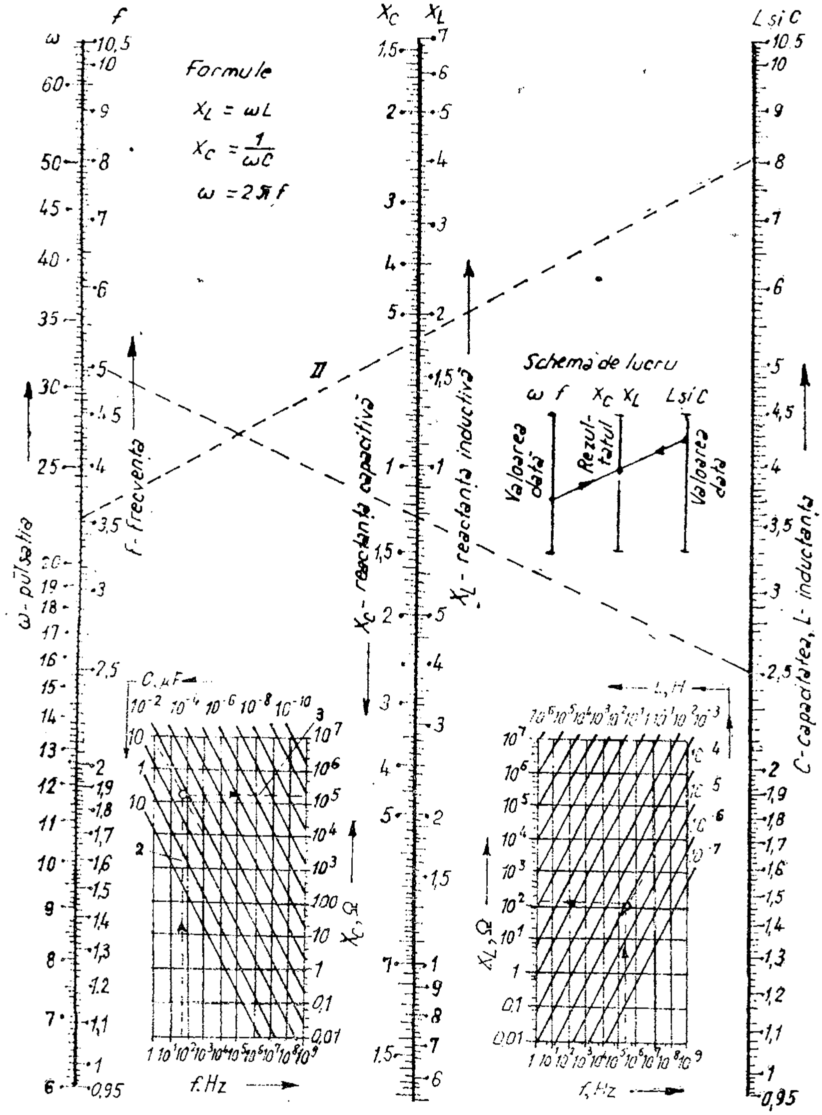


Fig. 2.10.

f — fiind frecvenţa intervalului care trece prin circuit.

Cu ajutorul nomogramei din figura 2.10 se pot determina valorile X_L şi X_C în funcţie de ω sau f şi valorile L şi C. Cu nomogramele din figura 2.11 şi figura 2.12 se obţin reactanţele inductive şi capacitative la frecvenţele radio şi respectiv audio.

Impedanţa totală a circuitului compus din rezistenţă activă, reactanţă inductivă şi capacitivă legate în serie, se determină cu formula:

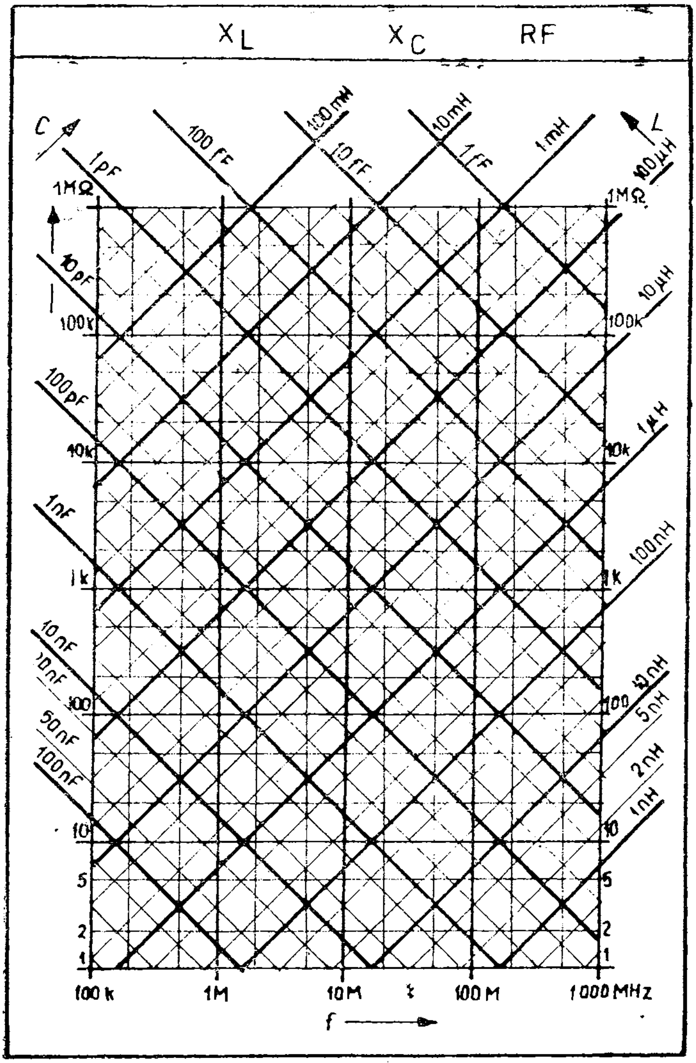


Fig. 2.11.

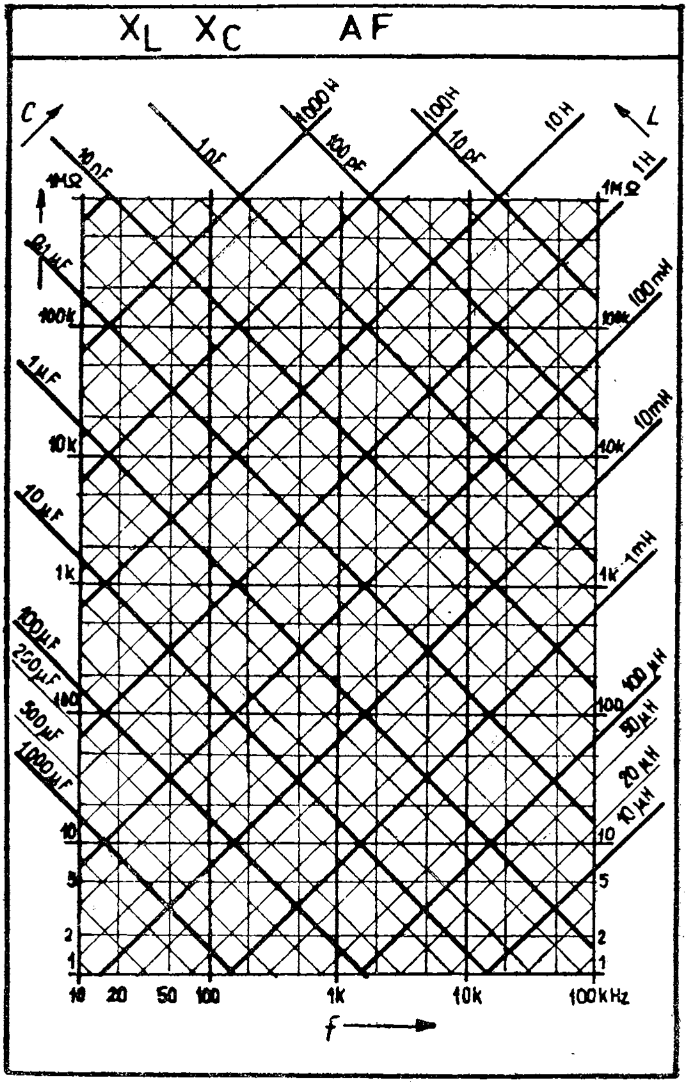


Fig. 2.12

$$Z=\sqrt{R^2+(X_L+X_C)^2}$$

Elementele reactive L și C pot înmagazina energia electrică în cîmpurile electric și magnetic, pot să schimbe energiile între ele și să redea energia sursei. Totuși, reactanțele inductive și capacitive față de sursă se compensează reciproc, și de aceea, în relația lui Z reactanța totală este egală cu suma dintre reactanțele inductivă și capacitivă $X=X_L+X_C$, dacă $|X_L|>$

$>|X_C|$, circuitul are un caracter inductiv, iar dacă $|X_C|>|X_L|$, atunci are un caracter capacitiv. La egalitatea dintre reactanța inductivă și capacitivă circuitul se comportă ca o rezistență pură.

Înlocuind $X=X_L+X_C$ în expresia impedanței obținem:

$$Z=\sqrt{R^2+X^2}$$

Cu ajutorul nomogramei din figura 2.13 se poate determina **impedanța totală a circuitelor serie.**

Din relația lui Z se poate obține expresia pentru impedanța totală a circuitului compusă dintr-o rezistență activă și una sau două reactanțe oarecare. Așa de exemplu, dacă circuitul este compus numai din rezistență activă și reactanță inductivă conectate în serie, atunci făcînd în relația lui Z, $X_C=0$, obținem:

$$Z=\sqrt{R^2+X_L^2}$$

Curentul care parcurge circuitul serie în cazul cuplării unei tensiuni alternative se determină după legea lui Ohm:

$$I=\frac{U}{Z}=\frac{U}{\sqrt{R^2-(X_L+X_C)^2}}$$

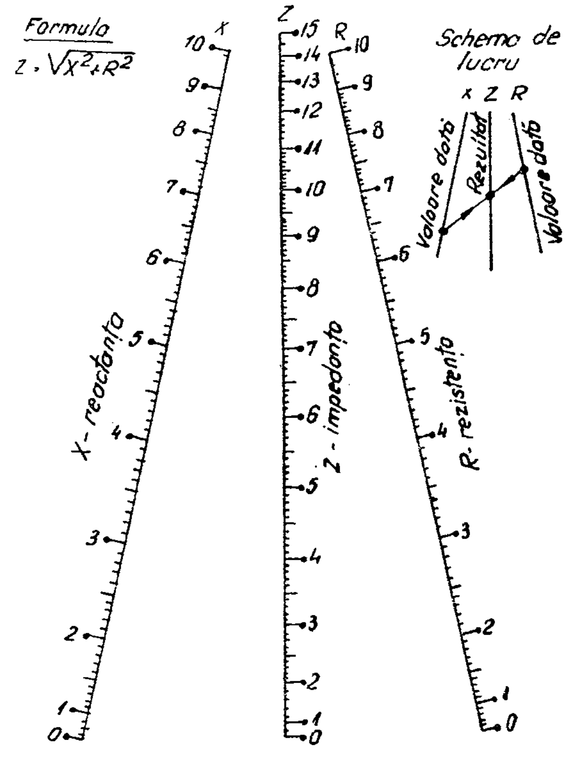


Fig. 2.13

Căderea de tensiune pe rezistență și reactanțele inductivă și capacitivă se determină cu formulele:

$$U_a=IR;\ U_C=IX_C;\ U_L=IX_L,$$

iar tensiunea totală, aplicată la bornele circuitului este:

$$U=\sqrt{U_a^2+(U_L+U_C)^2}=IZ$$

Dacă circuitul serie de curent alternativ are caracter capacitiv ($|X_C|>|X_L|$), curentul este înaintea tensiunii, iar dacă are caracter inductiv ($|X_L|>|X_C|$), curentul rămîne în urma tensiunii cu unghiul φ (fig. 2.14) care poate fi determinat din următoarele formule:

$$\cos\varphi=\frac{R}{Z}=\frac{U_a}{U}; \qquad \sin\varphi=\frac{X_L+X_C}{Z}=\frac{X}{Z}.$$

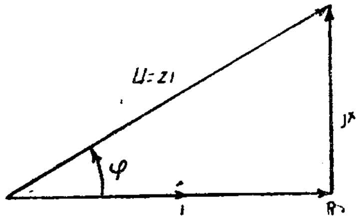


Fig. 2.14

Expresia vectorială a impedanţei va fi

$$Z=R\pm jX$$

+ indică reactanţă inductivă

-- indică reactanţă capacitivă.

Modulul impedanţei se exprimă în felul următor:

$$|Z|=(R^2+X^2)^{1/2}$$

iar faza impedanţei

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)=\cos^{-1}\left(\frac{R}{Z}\right)$$

Curentul activ respectiv reactiv se determină cu relaţiile

$$I_a=I\cos\varphi; \qquad I_r=I\sin\varphi.$$

Puterea activă disipată pe rezistenţă este:

$$P_a=I^2R=UI\cos\varphi[W],$$

unde $\cos\varphi$ este coeficientul de utilizare a puterii.

Puterea care caracterizează energia înmagazinată într-o perioadă a oscilaţiei, în elementele reactive, se numeşte **putere reactivă**:

$$Q=Q_L+Q_C=I^2X_C=UI\sin\varphi[VAR].$$

Puterea reactivă Q caracterizează calitativ intensitatea schimbului de energie dintre sursă şi elementele reactive ale circuitului.

Puterea reactivă cu caracter inductiv Q_L se consideră pozitivă, iar cea cu caracter capacitiv Q_C se consideră negativă.

Puterea totală se determină cu formula:

$$S=\sqrt{P_a^2+Q^2}=UI,$$

unde S este puterea totală, în VA.

În figura 2.15 se dă nomograma cu ajutorul căreia se poate calcula puterea totală şi puterea activă în funcţie de U şi I.

Diagrama vectorială pentru circuitul serie de pe figura 2.16 ne prezintă relaţia dintre mărimile caracteristice ale circuitului (U_R, U_L, U_C, U, I) în funcţie de φ.

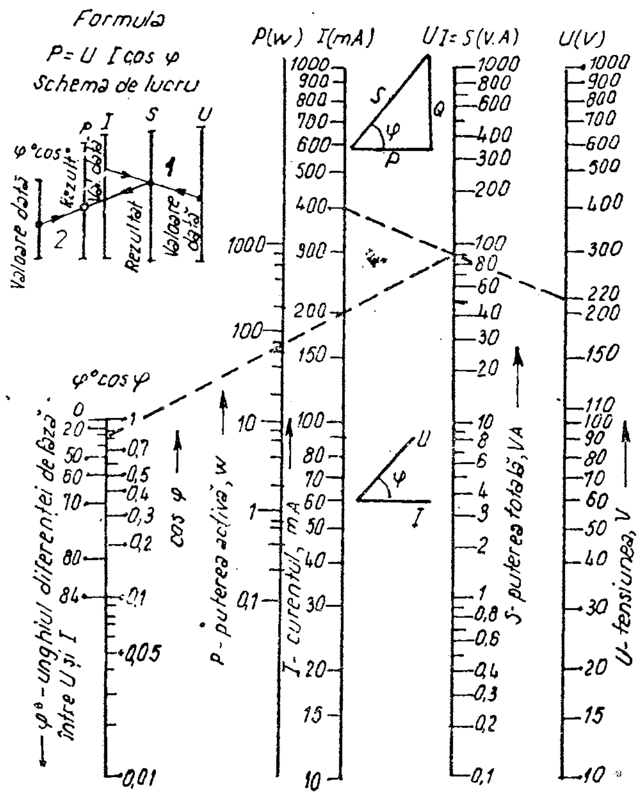


Fig. 2.15

Circuitele *RLC* serie prezintă o groapă a impedanței la frecvența de rezonanță f_0, iar φ variază între —90° și +90°, așa cum se arată și în figura 2.17.

În cazul **legării în paralel** (figura 2.9 b) a unei rezistențe, inductanțe și capacități, pe fiecare buclă se aplică tensiunea totală a sursei.

Curenții în bucle sînt:

$$I_a = \frac{U}{R};$$

$$I_L = -\frac{U}{X_L};$$

$$I_C = -\frac{U}{X_C}.$$

Curentul în porțiunea neramificată a circuitului este

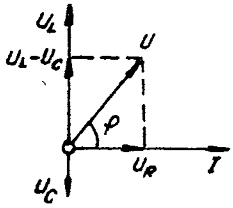
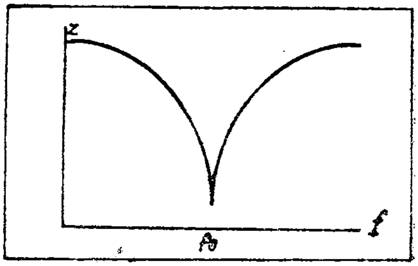


Fig. 2.16



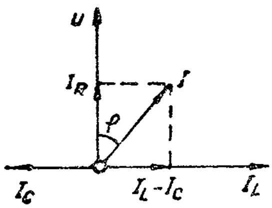


Fig. 2.18

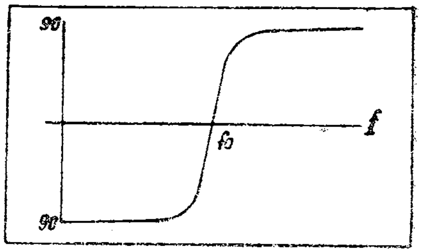


Fig. 2.17

$$I=\sqrt{I_a^2+(I_L+I_C)^2}.$$

Diagrama vectorială pentru circuitul paralel din figura 2.18 ne prezintă relația dintre mărimile caracteristice ale circuitului în funcție de φ.

Ca și la legarea în serie, circuitul ramificat poate avea caracter **capacitiv** ($|I_C|>I_L$) sau inductiv ($I_L>|I_C|$). Defazajul dintre curentul general și tensiune se determină cu formula:

$$\varphi=-\operatorname{arc\,tg}\frac{I_L+I_C}{I_a}=-\arcsin\frac{I_L+I_C}{I}.$$

Pentru caracterizarea circuitelor *RLC* paralel, pot fi introduse mărimile *G* și *B* adică **conductanța** și **susceptanța**, definite în felul următor

$$G=\frac{1}{R}$$

$$B=\omega C-\frac{1}{\omega L}$$

iar în locul impedanței se poate defini **admitanța**

$$Y=G\pm jB.$$

unde

+ indică susceptanța capacitivă;
— indică susceptanța inductivă.

Modulul admitanței se exprimă cu relația :

$$|Y|=(G^2+B^2)^{\frac{1}{2}}$$

iar faza admitanței

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}(B/G)=\cos^{-1}\left(\frac{G}{|Y|}\right)$$

Cu aceste mărimi se poate construi diagrama vectorială pentru circuite *RLC* paralel, așa cum se prezintă pe figura 2.19.

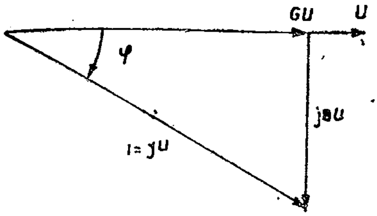


Fig. 2.19

Puterile activă, reactivă și totală pentru circuitul paralel analizat se determină cu formulele :

$$P_a=UI\cos\varphi[W];$$

$$Q=UI\sin\varphi[VAR];$$

$$S=UI=\sqrt{P_a^2+Q^2}\ [VA];$$

O **reactanță cu pierderi** poate fi reprezentată sau ca o reactanță fără pierderi în serie cu o rezistență, sau ca o reactanță în paralel cu o rezistență.

Relațiile dintre reactanțele și rezistențele paralel și serie echivalente sînt următoarele :

$$X_p=X_s\left[1+\frac{1}{Q^2}\right],$$

$$R_p=R_s(1+Q^2),$$

în care Q reprezintă factorul de calitate al reactanței cu pierderi :

$$Q=\frac{X_s}{R_s}=\frac{R_p}{X_p}$$

unde X_p, R_p și X_s, R_s sînt elementele celor două circuite în paralel, respectiv în serie, conform figurii 2.20.

Nomograma de pe figura 2.21 dă valorile lui Q și D, corespunzătoare valorilor reactanțelor și rezistențelor, unde Q este definit ca X/R pentru circuite serie și R/X pentru circuite paralel, iar factorul de disipație D este $1/Q$. Pentru circuitele serie scara A dă valorile rezistenței, iar scara C valorile reactanței, iar Q se citește pe scara B. Pentru circuite paralel scările A și

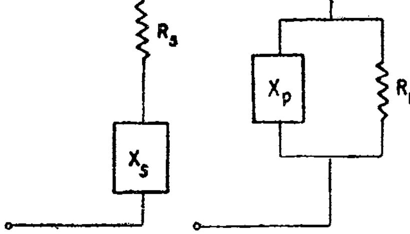


Fig. 2.20

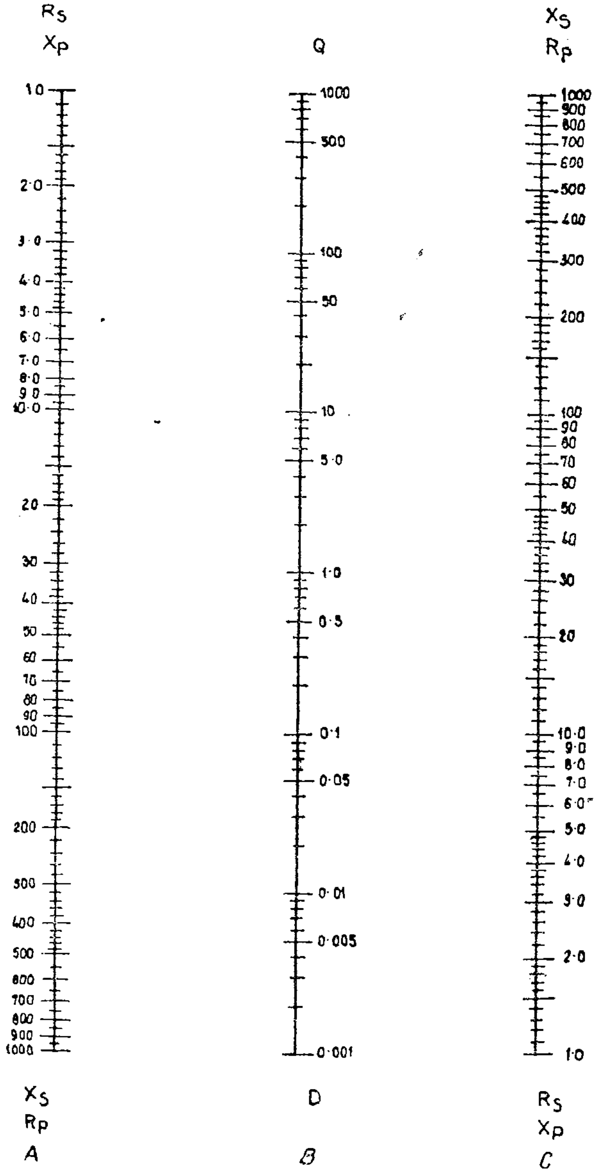


Fig. 2.21

C se inversează, adică scara *A* dă valorile reactanței și *C* valorile rezistenței, iar *Q* se citește tot pe scara *B*.

Nomograma poate fi utilizată și la calculul lui *D*. În acest caz scara *A* dă reactanța serie sau rezistența paralel și scara *C* dă rezistența serie și reactanța paralel.

Scările de rezistență și reactanță cuprind cîte trei decade, așa încît impedanțele pot fi calculate direct în Ω, KΩ sau MΩ fără a fi nevoie de factor de conversie.

Scara centrală cuprinde valorile lui Q și D de la 0,001 pînă la 1 000. Ținînd seama de relația $1/Q=D$ putem considera jumătatea de sus a scării ca B secțiunea „Q" iar jumătatea de jos, ca secțiunea „D".

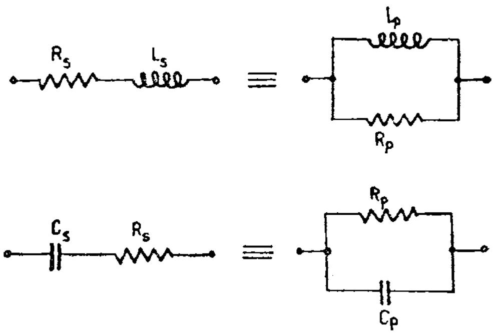


Fig. 2.22

Pentru cazurile particulare cînd avem circuite RL și RC trasformările pot fi făcute conform figurii 2.22, cu ajutorul formulelor:

$$L_p=L_s(1+D^2) \qquad C_s=C_p(1+D^2)$$

$$R_p=R_s(1+Q^2) \qquad R_p=R_s(1+Q^2)$$

$$L_s=L_p\frac{Q^2}{1+Q^2} \qquad C_p=C_s\frac{Q^2}{1+Q^3}$$

$$R_s=R_p\frac{1}{1+Q^2} \qquad R_s=R_p\frac{D^2}{1+D^2}$$

TABELUL 2.2

D	Factor de multiplicare: $(1+D^2)$ L_p în L_s, C_s în C_p	Factor de multiplicare: $\left(\frac{1}{1+D^2}\right)$ L_s în L_p, C_p în C_s
0.10	1.01	0.09
0.15	1.023	0.98
0.20	1.04	0.962
0.25	1.063	0.943
0.30	1.09	0.917
0.33	1.103	0.901
0.35	1.12	0.893
0.40	1.16	0.862
0.45	1.203	0.833
0.50	1.25	0.8
0.60	1.36	0.735
0.70	1.49	0.671
0.8	1.64	0.610
0.9	1.81	0.553
1.0	2.0	0.5

Tabelul 2.2 dă factorii de corelație $1+D^2$ și $\frac{1}{1+D^2}$ pentru aceste transformări. Pentru valorile $D<0,1$ erorile sînt neglijabile.

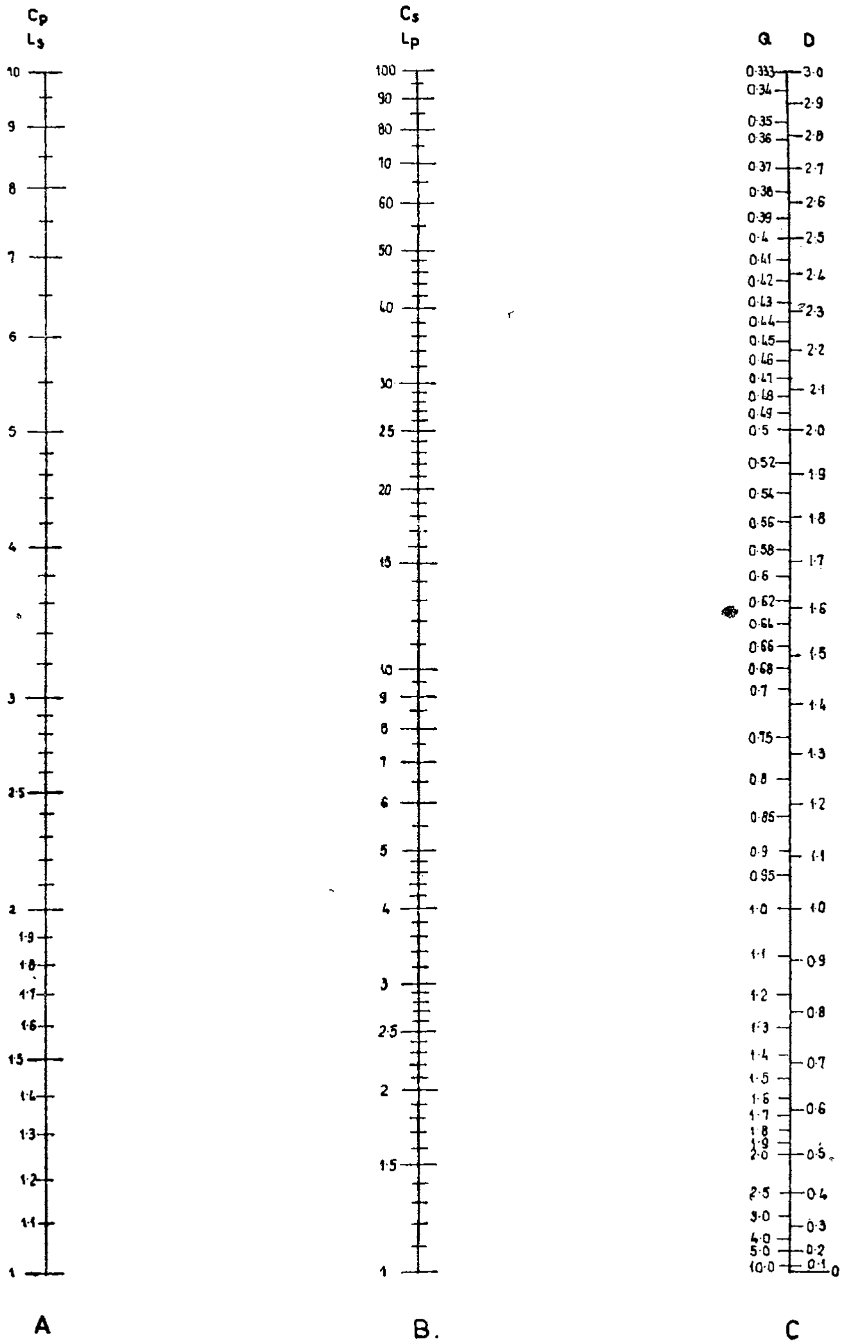


Fig. 2.23

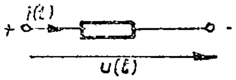
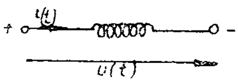
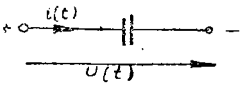
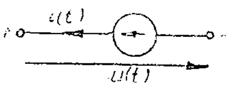
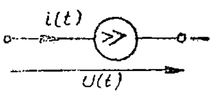
Pentru ușurarea calculului la transformările serie—paralel la aceste circuite particulare, RL și RC, se poate aplica nomograma de pe figura 2.23. care se utilizează în felul următor: se unește punctul de pe scara C care corespunde valorii măsurate a lui Q sau D cu valoarea măsurată a inductanței sau capacității de pe scările A sau B și în punctul de intersecție a dreptei cu cea de a treia scară obținem valoarea dorită.

Poate fi utilizată orice unitate de măsură, exemplu: μF, pF, mH etc. sau orice factor de multiplicare.

În mod convențional elementele unui circuit străbătut de o mărime variabilă în timp pot fi denumite **uniporți.** Cele mai elementare uniporți sînt cuprinse în tabelul 2.3, împreună cu relația tensiune-curent.

TABELUL 2.3

Reprezentarea simbolică a uniporților elementari

Nr. crt.	Denumirea	Simbolul	Parametrul	Relația tensiune-curent	
				în timp	în frecvență
1	Rezistență		R	$u(t)=Ri(t)$	$U(j\ )=RI(j\omega)$
2	Inductanță		L	$u(t)=L\frac{di(t)}{dt}$	$U(j\omega)=jLI(j\omega)$
3	Capacitate		C	$u(t)=\frac{1}{C}\int i(t)dt$	$U(j\omega)=\frac{I(j\omega)}{j\omega C}$
4	Sursă de tensiune		$u(t)$	$u(t):i(t)=\infty$	$U(j\omega):I(j\omega)=\infty$
5	Sursă de curent		$i(t)$	$i(f):u(t)=\infty$	$I(j\omega):U(j\omega)=\infty$

Regimul permanent sinusoidal corespunde situației în care în rețeaua electrică tensiunile și curenții sînt sinusoidali. În acest caz, pentru curentul $i(t)=I\cos(\omega t+\varphi)$, relațiile devin:

— pentru rezistență: $u_R(t)=RI\cos(\omega t+\varphi_i)$;

— pentru inductanță: $u_L(t)=\omega LI\cos\left(\omega t+\frac{\pi}{2}+\varphi_i\right)$

— pentru capacitate: $u_C(t)=\frac{I}{\omega C}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{2}+\varphi\right)$.

Puterea instantanee la bornele unui dipol electric este:

$$p(t)=u(t)i(t).$$

În regim permanent sinusoidal, dacă $u(t)=U\cos(\omega t+\varphi_u)$ și $i(t)=$ $=I\cos(\omega t+\varphi_i)$, se definesc:

— puterea activă: $P=\frac{1}{2}\int_0^T p(t)dt=\frac{1}{2}UI\cos(\varphi_u-\varphi_i)$;

— puterea reactivă: $Q=\frac{1}{2}UI\sin(\varphi_u-\varphi_i)$;

— puterea aparentă: $S=\frac{1}{2}UI$.

Se numește **factor de putere** raportul dintre puterea activă și cea aparentă. Valoarea maximă a factorului de putere este 1.

Avînd un semnal cu pulsația ω impedanța (complexă) Z va fi:

— pentru rezistența $R: Z=R$;

— pentru inductanța $L: Z=j\omega L$;

— pentru capacitatea $C: Z=\frac{1}{j\omega C}$.

Regulile de înseriere și de legare în paralel pentru rezistențe sînt valabile și pentru impedanțe (complexe).

Legile lui Kirchhoff în complex:

— suma curenților I ce intră într-un nod este nulă;

— suma tensiunilor U de la bornele tuturor laturilor unui ochi este nulă.

Ecuațiile curenților ciclici (Maxwell) se scriu pentru cele O ochiuri independente ale unei rețele. Dacă numărul de noduri ale rețelei este n, iar cel de laturi l, atunci:

$$O=l-n+1.$$

Atribuind fiecărui ochi un curent ciclic fictiv $I_j (j=1 \ldots O)$ care îl parcurge într-un sens ales arbitrar, se vor scrie O ecuații:

$$E_j=\sum_{k=1}^{O} Z_{jk}I_k \quad (j=1 \ldots O),$$

în care:

Z este impedanța proprie a ochiului j, egală cu suma tuturor impedanțelor laturilor ce se întîlnesc pe traseul curentului I_j;

Z_{jk}—impedanța de cuplaj între ochiul j și ochiul k, egală cu impedanța comună ochiului j și ochiului k, cu semnul + sau —, după cum curenții I_j și I_k au sau nu impedanța $j\omega L_{jk}$ datorită inductanței mutuale L_{jk}, cu semnul + sau — , după cum curenții I_k și I_j au sau nu același sens de intrare în bornele însemnate pentru sensul de cuplaj al inductanțelor;

E_j — suma algebrică a tensiunilor electromotoare de-a lungul ochiului j, luate cu semnul + dacă ar debita în sensul curentului I_j.

Curentul care trece în realitate printr-o latură este egal cu suma algebrică a curenților ciclici care străbat latura.

Ecuațiile tensiunilor la noduri se scriu pentru cele $(n-1)$ noduri ale rețelei, cărora li s-au atribuit potențialele U_j $[j=1 \ldots (n-1)]$, un ultim nod (n) avînd potențialul de referință zero:

$$I_j = \sum_{k=1}^{n-1} Y_{jk} U_k \quad [j=1 \ldots (n-1)].$$

În acest sistem:

Y_{jj} este suma admitanțelor laturilor care au comun nodul j;

Y_{jk} — suma admitanțelor directe între nodul j și nodul k, luată cu semn negativ;

I_j — suma algebrică a curenților care intră în nodul j, datorați generatoarelor de curent.

În scrierea acestui sistem se presupun inductanțele mutuale eliminate.

Pentru rețelele liniare în care lipsesc elementele active este satisfăcută **condiția de reciprocitate**: $Z_{kj} = Z_{jk}$ și $Y_{kj} = Y_{jk}$.

În aceste condiții:

— aplicarea unei tensiuni într-o latură a ochiului k conduce la un curent într-o latură a ochiului j, egal cu cel ce s-ar obține în latura ochiului k dacă generatorul de aceeași valoare se aplică în latura ochiului j;

— aplicarea unui curent în nodul k (de la un generator de curent conectat între acest nod și masă) conduce la un potențial al nodului j egal cu cel care s-ar obține pe nodul k dacă curentul s-ar injecta în nodul j.

Teorema superpoziției:

— curentul electric din orice latură a unei rețele de curent alternativ în care există mai multe generatoare este suma algebrică a curenților produși de fiecare tensiune electromotoare în parte, dacă ar acționa singură în rețea, celelalte generatoare fiind înlocuite prin impedanțele lor interne;

— potențialul din orice nod al unei rețele în care există mai multe generatoare este suma algebrică a potențialelor produse de fiecare tensiune electromotoare în parte, dacă ar acționa singură în rețea, celelalte generatoare fiind înlocuite prin impedanțele lor interne.

Teorema generatorului de tensiune echivalent (Thévenin-Helmholtz): orice rețea liniară avînd generatoare, cu două borne A și B de ieșire fără cuplaje inductive cu exteriorul, este echivalentă cu un generator ideal de tensiune $\boldsymbol{E}_g$, egală cu tensiunea la bornele AB lăsate în gol, conectat în serie cu o impedanță Z, egală cu impedența echivalentă a rețelei pasivizate (figura 2.24).

Teorema generatorului de curent echivalent (Norton): o rețea liniară avînd generatoare, cu două borne A și B de ieșire și fără cuplaje inductive cu exteriorul, este echivalentă cu un generator ideal de curent, avînd curentul I_g, egal cu curentul debitat de rețea cu bornele AB în scurtcircuit, conectat în paralel cu o admitanță Y_g, egală cu admitanța echivalentă a rețelei pasivizate (fig. 2.25).

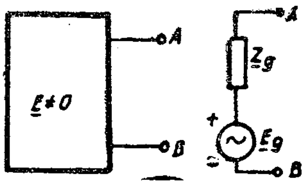


Fig. 2.24

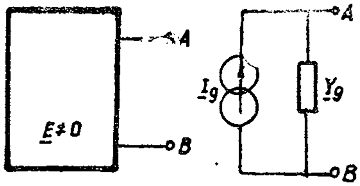


Fig. 2.25

Teorema lui Vaschy : dacă în toate laturile care se întîlnesc într-un nod al unei rețele se introduc generatoare ideale de tensiune, avînd tensiuni electromotoare egale și îndreptate la fel către nod, curenții din rețea nu se schimbă.

Teorema transferului maxim de putere : un generator de tensiune E_g, avînd impedanța internă Z_g, transferă puterea activă maximă pe sarcina Z_s, atunci cînd :

$$Z_s = Z_g^*,$$

Z_g^* fiind mărimea complex conjugată.

Impedanțele complexe pot să formeze o **rețea în stea** (figura 2.26) sau o **rețea în triunghi** (figura 2.27).

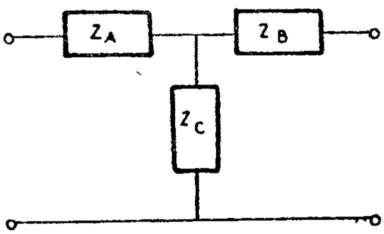


Fig. 2.26

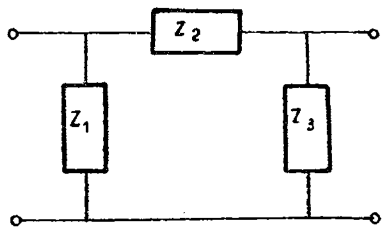


Fig. 2.27

Teoremele de transfigurare stea-triunghi permit a stabili echivalența unei rețele în stea cu una în triunghi. Există astfel relațiile :

$$Z_A = \frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2+Z_3} \qquad Z_1 = \frac{Z_AZ_B+Z_BZ_C+Z_AZ_C}{Z_B}$$

$$Z_B = \frac{Z_2Z_3}{Z_1+Z_2+Z_3} \qquad Z_2 = \frac{Z_AZ_B+Z_BZ_C+Z_AZ_C}{Z_C}$$

$$Z_C = \frac{Z_1Z_3}{Z_1+Z_2+Z_3} \qquad Z_3 = \frac{Z_AZ_B+Z_BZ_C+Z_AZ_C}{Z_A}$$

În cadrul unei rețele electrice, dacă în momentul inițial există tensiuni diferite de zero pe condensatoare sau inductanțe parcurse de curenți, **rețeaua are condiții inițiale nenule.**

Între tensiunile şi curenţii elementelor de bază, în condiţii iniţiale nenule, există relaţiile:

— pentru rezistenţă: $u(t)=Ri(t)$;

— pentru inductanţă: $u(t)=L\frac{di(t)}{dt}$;

$$i(t)=\frac{1}{L}\int_0^t u(t)+i(0);$$

— pentru capacitate: $u(t)=\frac{1}{C}\int_0^t i(t)dt+u(0)$;

$$i(t)=C\frac{du(t)}{dt}.$$

Metoda ecuaţiilor diferenţiale pentru **determinarea răspunsului circuitelor la semnale** se aplică pentru reţelele electrice avînd condiţii iniţiale nule sau nenule. Metoda constă în scrierea ecuaţiilor diferenţiale ale circuitului pe baza legilor lui Kirchhoff, rezolvarea lor şi determinarea constantelor de integrare conform condiţiilor iniţiale. Pentru semnale periodice, condiţiile iniţiale nu intervin. Semnalele periodice se consideră a fi aplicate la $t=-\infty$.

Între două noduri (borne de intrare) ale unei reţele electrice fără generatoare independente şi fără tensiuni sau curenţi reziduali pe elemente se definesc:

— impedanţa de intrare:

$$Z_i(j\omega)=\frac{U_i}{I_i},$$

în care I_i este amplitudinea complexă a generatorului de curent sinusoidal de pulsaţie ω aplicat între bornele de intrare, iar U_i este tensiunea rezultată între aceleaşi borne;

— admitanţa de intrare:

$$Y_i(j\omega)=\frac{I_i}{U_i},$$

în care U_i este amplitudinea complexă a generatorului de tensiune sinusoidală de pulsaţie ω aplicat la intrare, iar I_i — curentul absorbit rezultat.

Definiţiile de mai înainte, considerate pentru nodurile unei reţele electrice care funcţional sînt borne de ieşire, conduc la impedanţa de ieşire $Z_e(j\omega)$ şi admitanţa de ieşire $Y_e(j\omega)$.

Factorul de transfer între bornele de intrare şi de ieşire ale unei reţele la o pulsaţie ω este:

— în tensiune:

$$K_u(j\omega)=\frac{U_e}{U_i},$$

în care U_e este amplitudinea complexă a tensiunii rezultate la bornele de ieşire dacă se aplică la intrare generatorul de tensiune U_i pe frecvenţa unghiulară ω :

— în curent :

$$K_i(j\omega) = \frac{I_e}{I_i},$$

în care I_e este amplitudinea complexă a curentului rezultat printr-o impedanţă (de sarcină) conectată între bornele de ieşire, dacă la intrare s-a aplicat generatorul de curent I_i pe frecvenţa unghiulară ω.

În condiţiile în care elementele de circuit sînt neliniare, ecuaţiile evin:

— pentru rezistenţă : $u(t) = R(t)i(t)$;

— pentru inductanţă : $u(t) = \frac{d}{dt}[L(t)i(t)]$;

— pentru capacitate : $i(t) = \frac{d}{dt}[C(t)u(t)]$.

În condiţiile în care un element neliniar rezistiv este definit printr-o caracteristică $i = f(u)$, se defineşte **rezistenţa diferenţială** printr-un anumit punct ;

$$R_{\sim}(u) = \frac{du}{di}.$$

Metoda aproximării polinomiale se utilizează dacă se cunoaşte o expresie :

$$i = \sum_{k=0}^{n} a_k u^k,$$

care aproximează suficient de bine caracteristica $i = f(u)$ pe porţiunea care interesează.

2.2. CIRCUITE OSCILANTE ŞI CUPLATE

2.2.1. Circuite oscilante

Impedanţa circuitului serie (figura 2.28), $Z_s = R + jX$ are modulul :

$$Z_s = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

şi argumentul :

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{\omega L - \frac{1}{C\omega}}{R}.$$

Frecvența pentru care partea imaginară a impedanței complexe devine egală cu zero se numește frecvența de rezonanță (f_{rez}) a circuitului oscilant. În această situație:

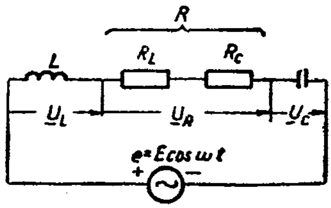


Fig. 2.28

$$Z_{rez}=R \text{ și } I_{rez}=\frac{E}{R}.$$

Condiția de rezonanță este:

$$\omega_{rez}L=\frac{1}{\omega_{rez}C}$$

Rezultă expresia:

$$\omega_{rez}=2\pi f_{rez}=\frac{1}{\sqrt{LC}},$$

TABELUL 2.4

Formule pentru calculul frecvenței de rezonanță f_{rez}, lungimii de undă la rezonanța λ_{rez}, inductanței de rezonanță L_{rez} și capacității de rezonanță C_{rez}

$f_{rez(Hz)}=\frac{159}{\sqrt{L_{(H)}\cdot C_{(F)}}}$	$\lambda_{rez(m)}=189.10^{4}\sqrt{L_{(H)}\cdot C_{(\mu F)}}$
$f_{rez(kHz)}=\frac{5\,030}{\sqrt{L_{(mH)}\cdot C_{(pF)}}}$	$\lambda_{rez(m)}=59{,}6\sqrt{L_{(mH)}\cdot C_{(\mu F)}}$
$f_{rez(MHz)}=\frac{159}{\sqrt{L(\mu_H)\cdot C(_{pF})}}$	$\lambda_{rez(m)}=1{,}89\sqrt{L_{(\mu H)}\cdot C_{(pF)}}$
$L_{rez(H)}=\frac{25\,300}{C_{(\mu F)}\cdot f^2_{(Hz)}}$	$C_{rez}(\mu F)=\frac{25\,300}{L_{(H)}\cdot f^2_{(Hz)}}$
$L_{rez(mH)}=\frac{25{,}3}{C_{(pF)}\cdot f^2(MHz)}=\frac{\lambda^2(m)}{3\,350\cdot C_{(pF)}}$	$C_{rez(pF)}=\frac{25{,}3}{L_{(mH)}\cdot f^2_{(MHz)}}=\frac{\lambda^2(m)}{3\,550\cdot L_{(mH)}}$
$L_{rez(H)}=\frac{25\,300}{C_{(pH)}\cdot f^2(MHz)}=\frac{0{,}28\cdot\lambda^2(m)}{C_{(pF)}}$	$C_{rez(pF)}=\frac{25\,300}{L(\mu_H)\cdot f^2(MHz)}=\frac{0{,}28\cdot\lambda^2(m)}{I_{(\mu H)}}$

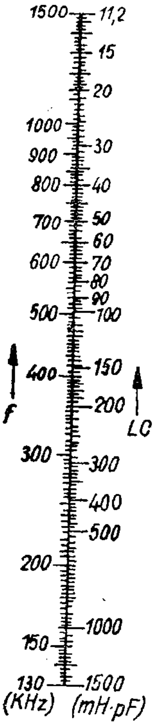


Fig. 2.29

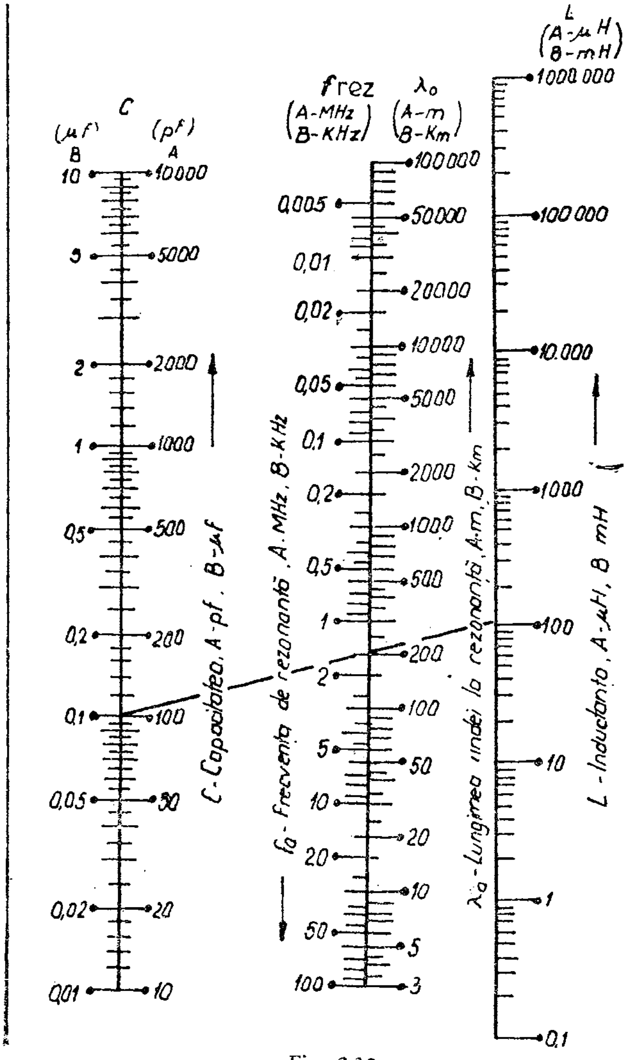


Fig. 2.30

În literatura pentru radioamatori se recomandă formulele:

$$f_{rez} = \frac{159}{\sqrt{L_{[H]} C_{[\mu F]}}}\ Hz,$$

$$f_{rez} = \frac{5\,033}{\sqrt{L_{[mH]} C_{[pF]}}}\ kHz.$$

Frecvența circuitului oscilant se poate calcula cu ajutorul nomogramei din figura 2.29 dacă se cunoaște produsul *LC*.

Frecvența de **rezonanță** poate fi calculată rapid în funcție de valorile L și C cu ajutorul nomogramei din figura 2.30.

Această nomogramă se folosește în felul următor: pe scara C se fixează valoarea capacității, iar pe scara L valoarea inductanței. Dreapta care unește aceste puncte intersectează scara f_{rez} în punctul corespunzător frecvenței de rezonanță. Pe această scară poate fi citită și lungimea de undă λ_a.

Exemplu: dacă $L=100$ μH și $C=100$ pF, va rezulta $f_{rez}=1{,}6$ MHz.

În figura 2.31 se dă nomograma pentru **calculul circuitelor oscilante la frecvențe joase**, utilizînd formula $f=\frac{159}{\sqrt{LC}}$ unde f se exprimă în Hz, L în H iar C în μF. De aici rezultă și formulele pentru valorile lui L și C în funcție de f.

$$L=\left(\frac{159}{f\cdot\sqrt{C}}\right)^2 \text{ și } C=\left(\frac{159}{f\cdot\sqrt{L}}\right)^2$$

În figura 2.32 se dă nomograma pentru calculul circuitelor oscilant pentru unde lungi, în figura 2.33 pentru unde medii iar în figura 2.34 pentru unde scurte și ultrascurte.

Pornind de la formula $f=\frac{1{,}59.10^5}{\sqrt{LC}}$ unde f se exprimă în kHz, L în μH și C în pF se pot obține formulele pentru L și C în funcție de f și anume:

$$L_{(mH)}=\frac{25{,}3\,.\,10^6}{f^2_{(kHz)}\cdot C_{(pF)}} \text{ și } C_{(pF)}=\frac{25{,}3.10^6}{f^2_{(kHz)}\cdot L_{(mH)}}$$

Rezistența caracteristică a circuitului oscilant serie se poate calcula cu ajutorul formulei:

$$\rho=\omega_0 L=\frac{1}{\omega_0 C}=\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Factorul de calitate al circuitului oscilant serie este dat de relația:

$$Q=\frac{\omega_r L}{R}=\frac{1}{\omega_{rez} CR}.$$

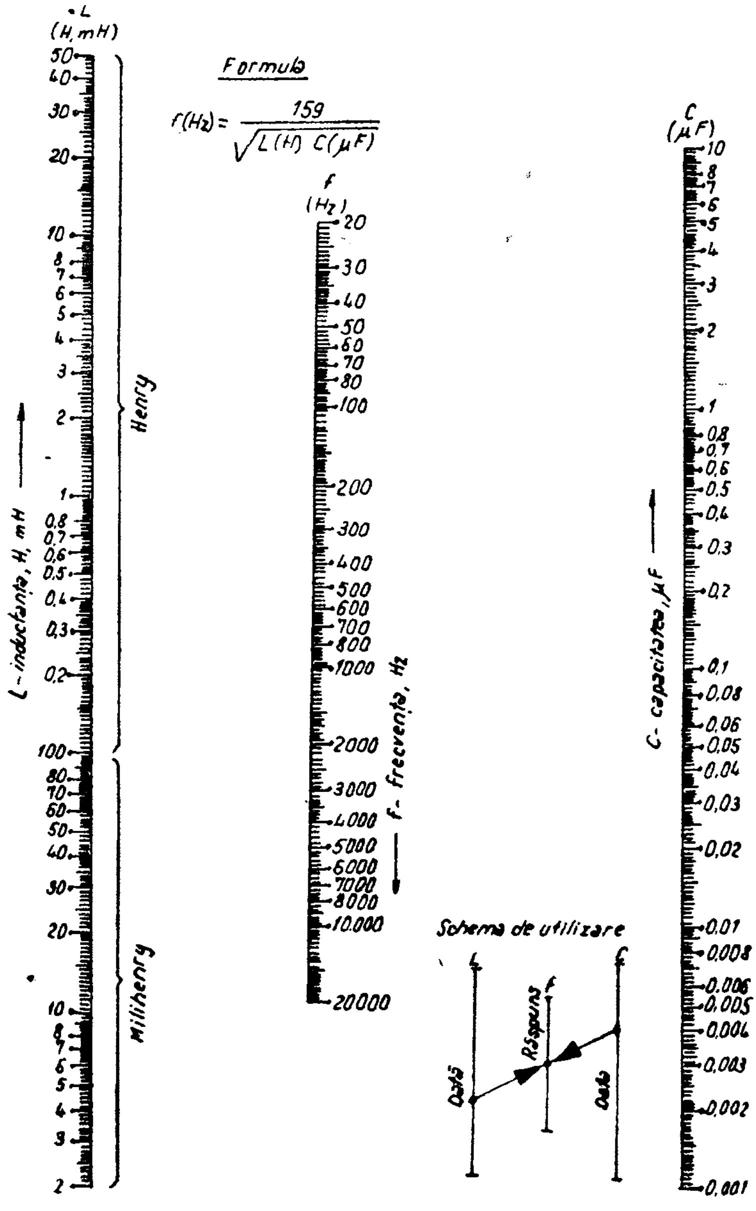
La rezonanță tensiunile de la bornele bobinei și condensatorului sînt în antifază, egale ca mărime și de Q ori mai mari decît t.e.m. a sursei aplicate la bornele circuitului:

$$\underline{U}_L=-\underline{U}_C;\ U_L=U_C=QE.$$

În cazul cînd circuitul serie se află la rezonanță, este valabilă relația

$$Z_s=R(1+jx);$$

în care:



L (H, mH)
L - inductanța, H, mH
Henry
Milihenry
Formula
f(Hz) = 159 / √(L(H) C(µF))
f (Hz)
f - frecvența, Hz
C (µF)
C - capacitatea, µF
Schema de utilizare
L
f
C
Dată
Răspuns
Dată

Fig. 2.31

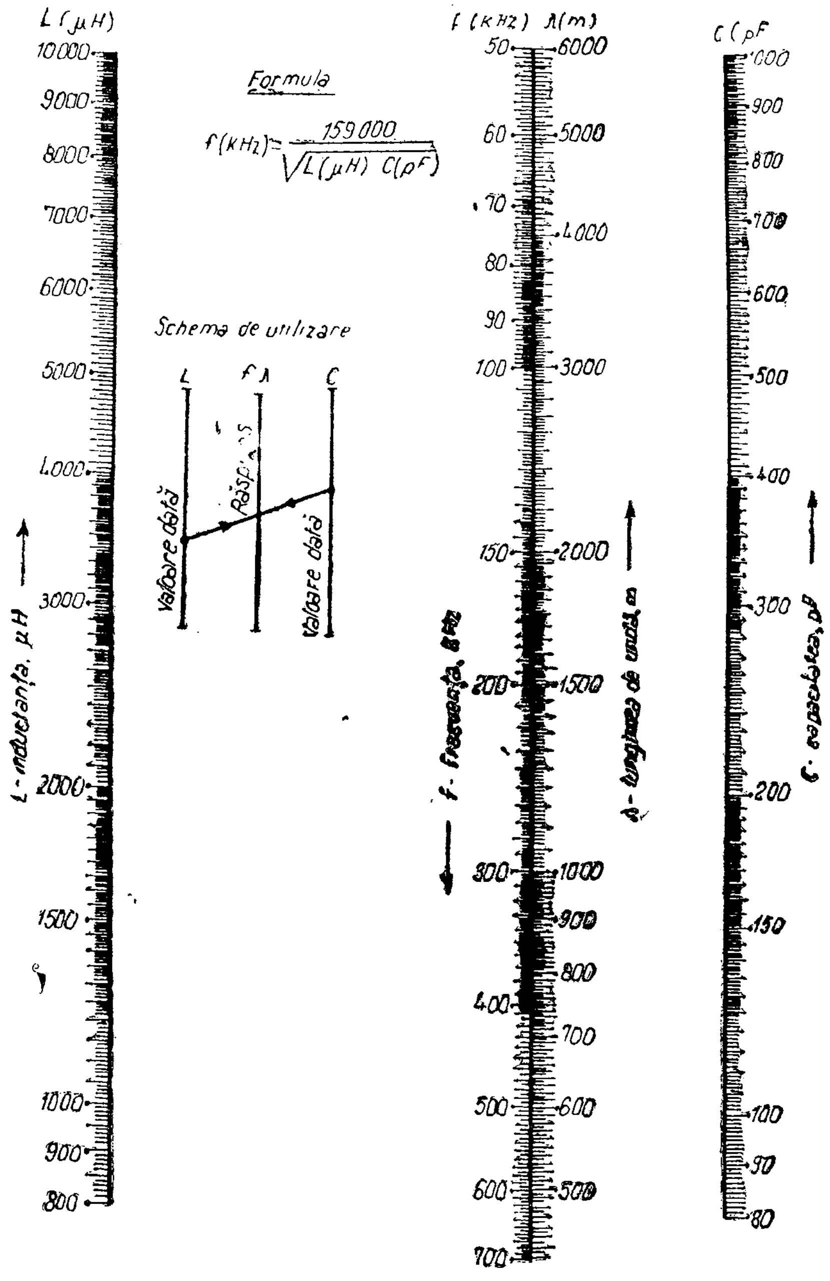
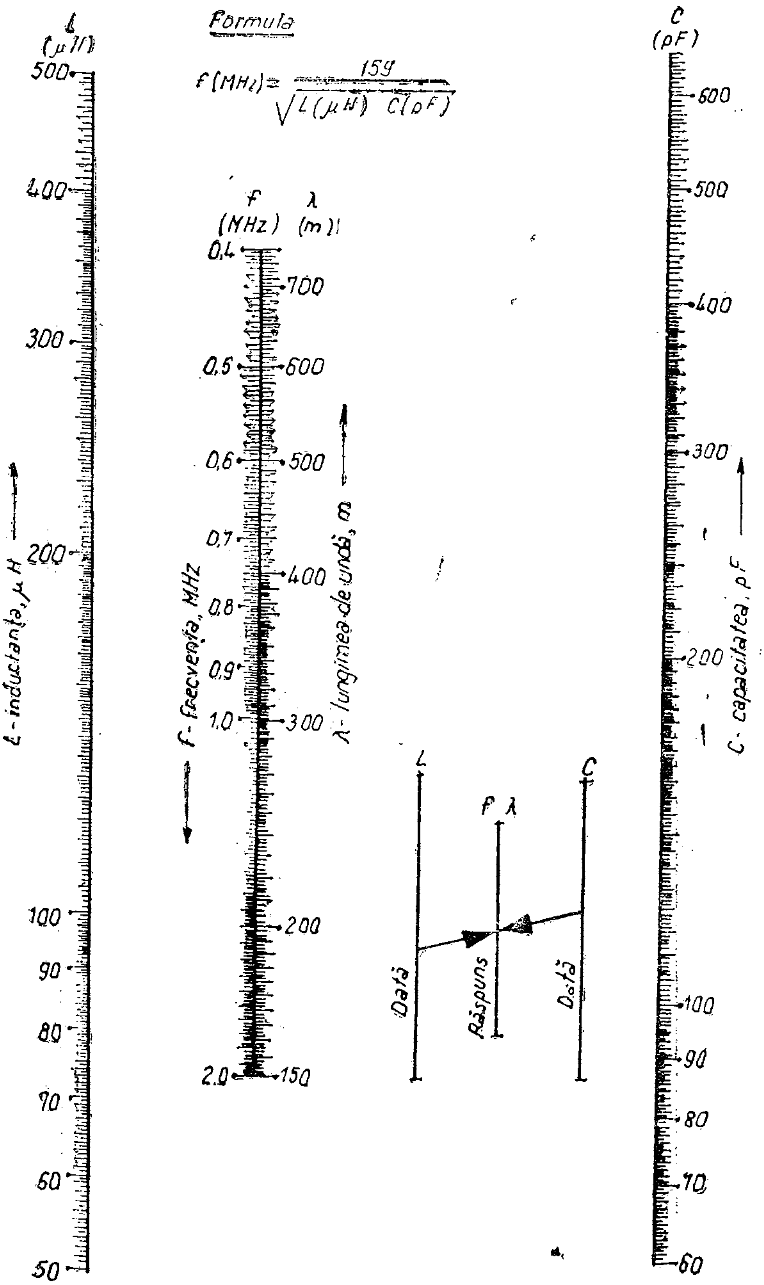
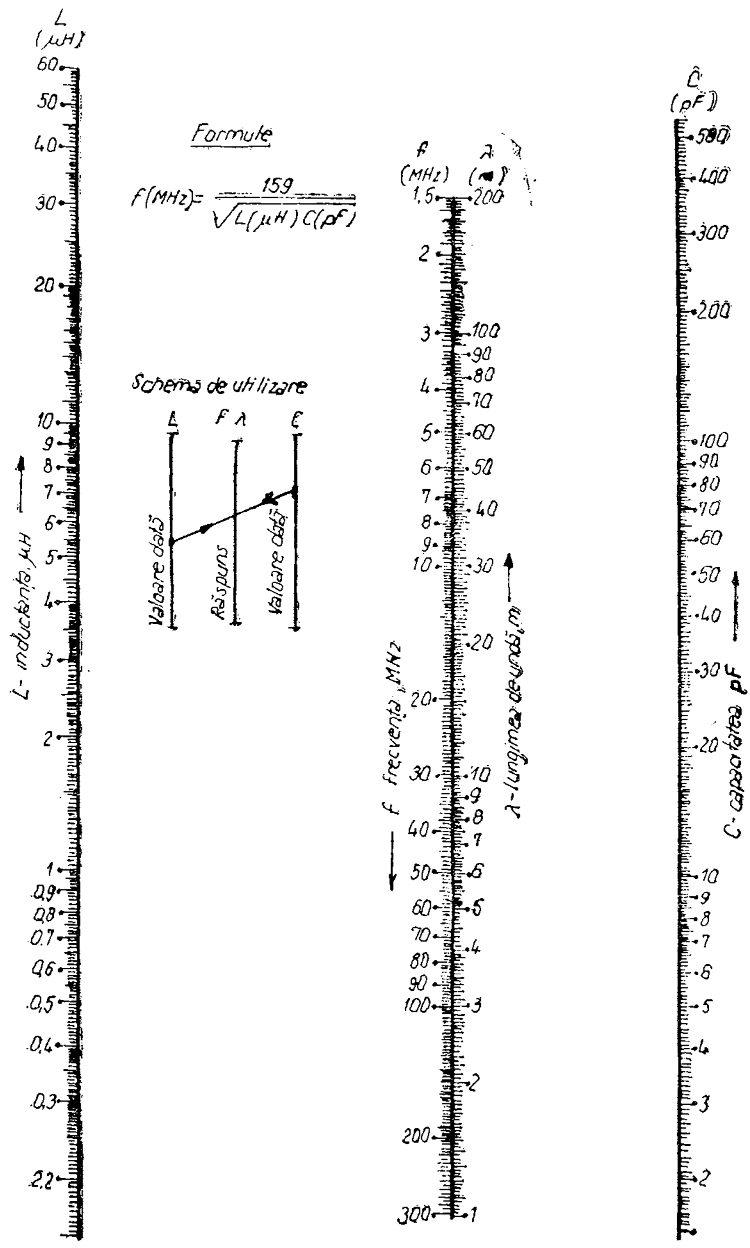

L (μH)
Formula
$f(kHz) = \frac{159\,000}{\sqrt{L(\mu H)\ C(pF)}}$
Schema de utilizare
L
f λ
C
Valoare dată
Răspuns
Valoare dată
f (kHz) λ(m)
C (pF)
L - inductanța, μH
f - frecvența, kHz
λ - lungimea de undă, m
C - capacitatea, pF

Fig. 2.32



Formula
f (MHz) = 159 / √(L(μH) C(pF))
L (μH)
500
400
300
200
100
90
80
70
60
50
L - inductanța, μH
f (MHz)
λ (m)
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
2,0
700
600
500
400
300
200
150
f - frecvența, MHz
λ - lungimea de undă, m
C (pF)
600
500
400
300
200
100
90
80
70
60
C - capacitatea, pF
L
f λ
C
Dată
Răspuns
Dată

Fig. 2.33



L (μH)
Formule
$f(MHz) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu H)\,C(pF)}}$
Schema de utilizare
L
f λ
C
Valoare dată
Răspuns
Valoare dată
f (MHz)
λ (m)
C (pF)
L - inductanța, μH
f frecvența, MHz
λ - lungimea de undă, m
C - capacitatea, pF

Fig. 2.34

$$x=\beta Q=\frac{X}{R}.$$

β fiind **dezacordul relativ** : $\beta=\frac{\omega}{\omega_{rez}}-\frac{\omega_{rez}}{\omega}=\frac{f}{f_{rez}}-\frac{f_{rez}}{f}$.

În apropierea frecvenței de rezonanță expresia dezacordului este :

$$\beta\approx\frac{2\Delta\omega}{\omega_{rez}}=\frac{2\Delta f}{f_{rez}}.$$

în care $\Delta\omega=\omega-\omega_{rez}$; $\Delta f=f-f_{rez}$.

În această situație modulul și argumentul impedanței circuitului serie sînt date de relațiile :

$$Z_s\approx R\sqrt{1+4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f}\right)^2};$$

$$\text{tg}\,\varphi\approx\frac{2Q}{f_{rez}}\Delta f.$$

Din relațiile lui Z_s și tg φ se vede că Z_s variază simetric în jurul frecvenței de rezonanță f_{rez}, iar φ variază liniar.

La frecvențe îndepărtate de frecvența de rezonanță, expresia dezacordului relativ este :

$$\beta\approx\frac{\omega}{\omega_{rez}}=\frac{f}{f_{rez}}.$$

În această situație :

$$Z_s=\beta QR \text{ și } \text{tg}\,\varphi=\beta Q.$$

Ecuația curbei de rezonanță a circuitului serie are expresia :

$$\frac{I}{I_{rez}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_r}-\frac{\omega_r}{\omega}\right)\right]^2}}$$

Raportul $\frac{I}{I_{rez}}$ pentru E=const. are denumirea și de **selectivitate**.

În apropierea frecvenței de rezonanță :

$$\frac{I}{I_{rez}}=\frac{1}{\sqrt{1+4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f_2}\right)^2}}$$

Nomograma din figura 2.35 permite **calculul selectivității unui circuit oscilant** în funcție de U/U_{rez}.

Atenuarea circuitului serie la frecvența f este dată de relația :

$$a = 20 \log \frac{I_0}{I} \, [dB].$$

Banda de trecere a circuitului oscilant serie reprezintă spectrul de frecvență cuprins în cadrul limitat de valorile curentului egal cu $\frac{I_0}{\sqrt{2}}$ (o atenuare de 3 db).

$$\beta Q = 1 \; ; \quad B = \frac{f_{rez}}{Q}.$$

Nomograma din figura 2.36 permite **calculul benzii de trecere a unui circuit os-oscilant.**

Impedanța **circuitului oscilant derivație** (figura 2.37) la o frecvență oarecare, în cazul cînd pentru simplificarea calculelor se neglijează rezistența de pierderi R_C a condensatorului (acesta incluzîndu-se în rezistența de pierderi a bobinei, astfel încît pierderile în circuit să rămînă aceeași și rezistența echivalentă totală de pierderi a circuitului notîndu-se cu R), este :

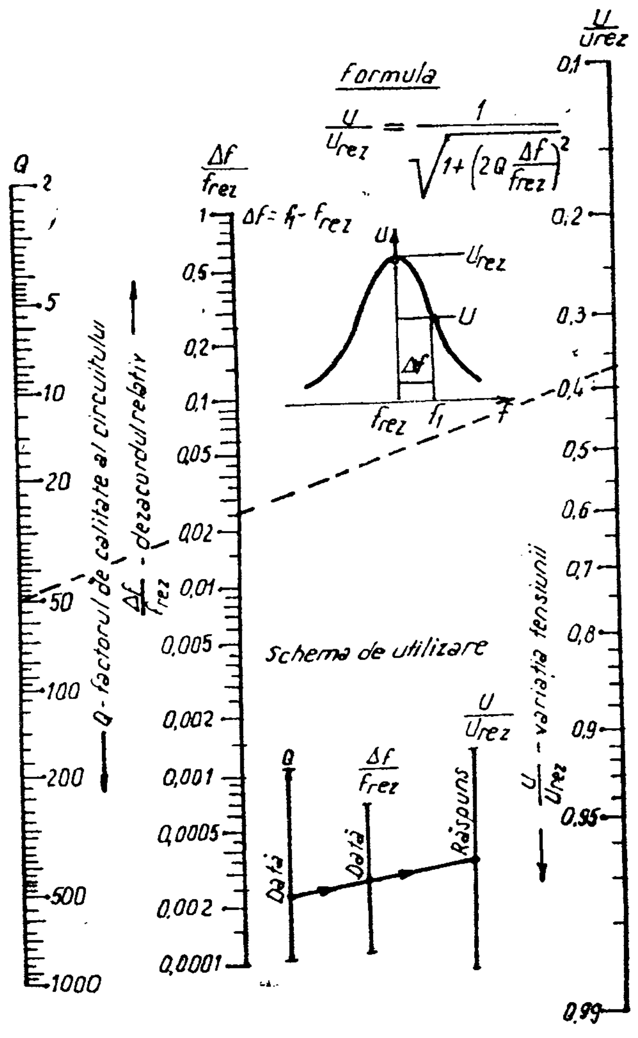


Fig. 2.35

$$Z_d = \frac{L}{C} \frac{1 - j\frac{1}{Q}}{Z_s},$$

unde $\frac{Z}{Q}$ este impedanța serie a circuitului echivalent ;

Condiția de rezonanță este aceeași (pentru $Q \gg 1$) ca și în cazu circuitului oscilant serie.

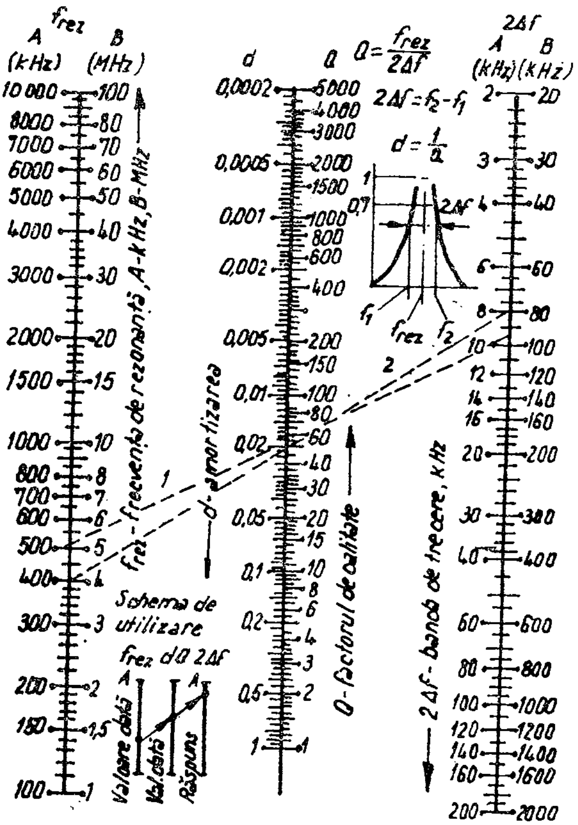


Fig. 2.36

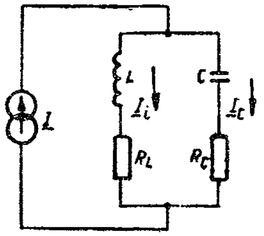


Fig. 2.37

Impedanța la rezonanță a circuitului derivație are expresia (pentru $Q \gg 1$):

$$Z_{rez} \approx \frac{L}{CR} = Q\omega_{rez}L = Q^2R.$$

Comparînd la rezonanță curenții din cele două brațe cu cel exterior circuitului rezultă:

$$\frac{I_C}{I_{rez}} = \frac{I_L}{I_{rez}} = Q.$$

Ecuația curbei de rezonanță a circuitului derivație este:

$$\frac{I_{rez}}{I} = \frac{1}{\sqrt{1+\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_{rez}} - \frac{\omega_{rez}}{\omega}\right)\right]^2}}$$

Banda de trecere a circuitului oscilant derivație corespunzătoare unei atenuări de 3 dB este dată de relația $B = \frac{f_r}{Q}$.

Rezultă că banda de trecere a unui circuit derivație este cu atît mai mică (circuitul este cu atît mai selectiv), cu cît factorul de calitate este mai mare. Un calcul rapid al benzii de trecere a unui circuit oscilant derivație poate fi efectuat cu ajutorul nomogramei din figura 2.38.

Această nomogramă se utilizează astfel: pe scara Q se fixează valoarea factorului de calitate iar pe scara $\frac{U}{U_{rez}}$ raportul tensiunilor. Dreap-

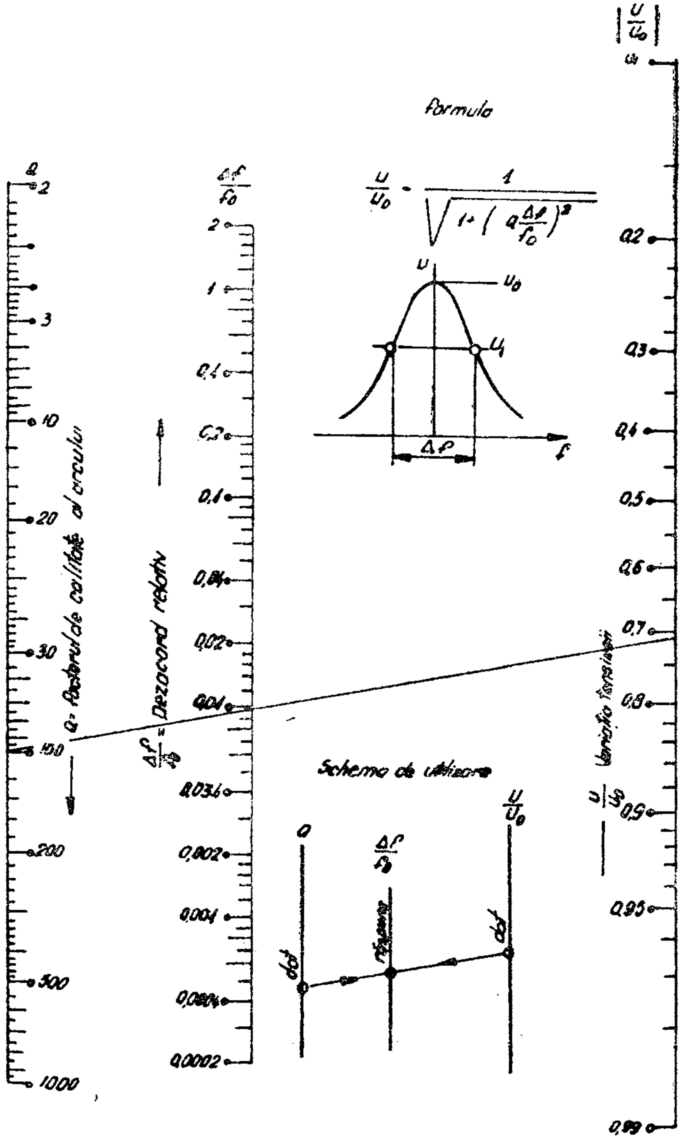


Fig. 2.38

ta care unește aceste puncte intersectează scara $\frac{\Delta f}{f_{rez}}$ în punctul corespunzător dezacordului relativ.

Exemplu : pentru $Q=100$ și $\left|\frac{U}{U_{rez}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$, rezultă $\frac{\Delta f}{f_{rez}} = 0{,}01$ sau $\Delta f = 0{,}01\ f_{rez}$.

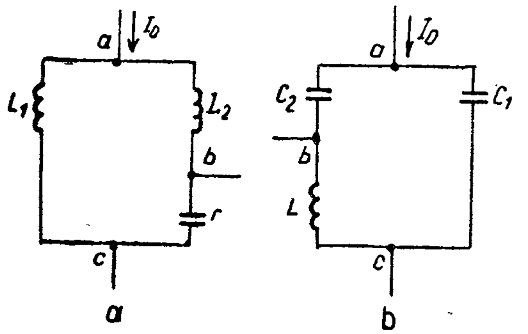


Fig. 2.39

Circuitele oscilante derivație la care într-una din bucle este o inductanță în serie cu un condensator se numesc **circuite complexe** (figura 2.39).

În circuitele oscilante complexe, rezonanța poate să apară la două frecvențe diferite.

Pentru circuitul oscilant din figura 2.39 a, frecvența de rezonanță serie este dată de formula :

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$$

iar frecvența de rezonanță derivație :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}.$$

Din egalitățile de mai sus, rezultă :

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{L_1}{L_2}}$$

sau

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1-p}},$$

unde $p = \frac{L_1}{L_1 + L_2}$ este **coeficientul de cuplare a circuitului.**

Dacă L_1 și L_2 reprezintă inductanțele a două părți ale unei bobine, atunci coeficientul p se determină cu formula :

$$p = \frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M},$$

unde *M* este inductanța de cuplaj.

La rezonanța derivație $(\omega = \omega_0)$ rezistența echivalentă a circuitului este :

$$R_{e2} = p^2 . \omega_0^2 \frac{(L_1 + L_2)^2}{r_s} = p^2 R_e,$$

iar pentru $p < 1$, $R_{e2} < R_e$, ceea ce este folosit pe larg în practică pentru adaptarea impedanței circuitului la o impedanță de sarcină. În mod corespunzător pentru circuitul oscilant complex cu două condensatoare (figura 2.39 b) frecvența de rezonanță serie se determină cu formula :

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}};$$

iar frecvența de rezonanță derivație:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$$

Din relațiile de mai sus, rezultă:

$$\omega_0 = \omega_1\sqrt{\frac{C_1+C_2}{C_1}}$$

$$p = \frac{C_2}{C_1+C_2}.$$

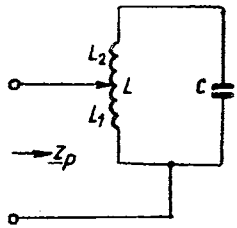


Fig. 2.40

Pentru circuitul cu două condensatoare la rezonanță serie ($\omega=\omega_0$) este valabilă formula pentru R_{e2}.
unde

$$\omega_0 = \omega_1\sqrt{\frac{1}{1-p}},$$

Impedanța la rezonanță a circuitului derivație cu priză (figura 2.40) este dată de relația:

$$Z_p = p^2\frac{L}{CR},$$

în care:

$$p = \frac{L_1}{L}.$$

Factorul de calitate echivalent Q, al circuitului derivație cu priză este dat de relația:

$$Q_e = \frac{\omega_r(L_1+L_2+2M)}{R+\frac{\omega^2(L_1+M)^2}{R_1}}.$$

În cazul circuitului derivația cu inductanțe și capacități în ambele ramuri și factorii de calitate ai celor două ramuri suficient de mari, impedanța la rezonanță este dată de relația:

$$Z_d \approx -\frac{X_{10}X_{20}}{R},$$

în care: X_{10} și X_{20} reprezintă reactanțele celor două ramuri la rezonanță.

Frecvența la rezonanță rezultă practic din condiția $X_s=0$.

Pentru circuitele cu rezonanțe multiple variația reactanței cu frecvența se determină prin însumarea variațiilor reactanțelor sau susceptanțelor componente, după cum sînt conectate în serie sau în derivație.

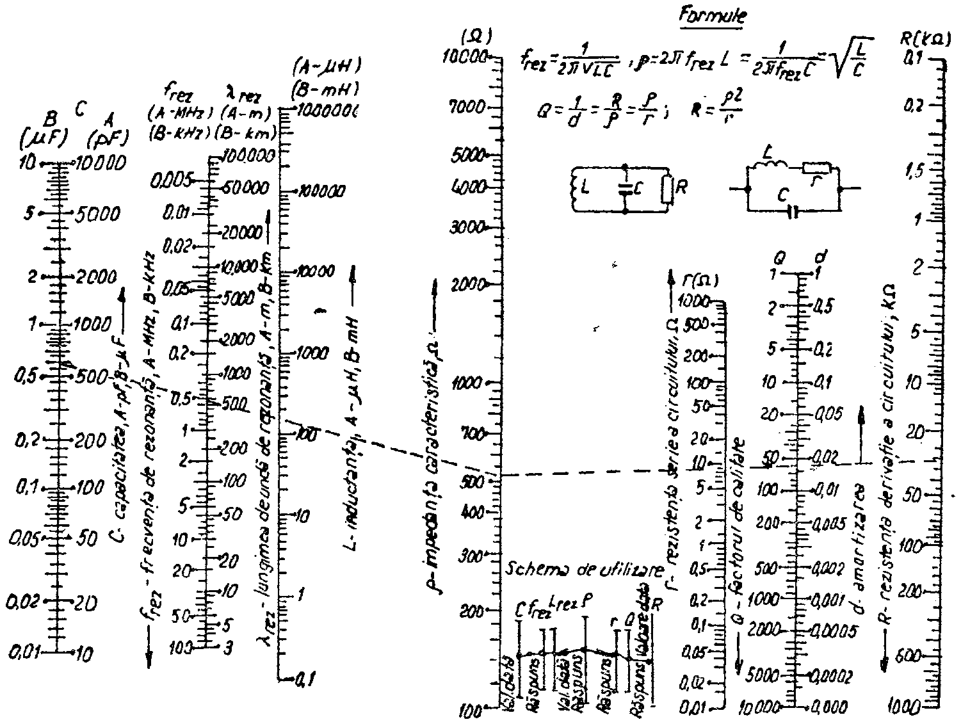


Fig. 2.41

Pentru circuitele fără pierderi reactanţa sau susceptanţa este întotdeauna crescătoare cu frecvenţa (**teorema lui Foster**).

O influenţă esenţială este exercitată asupra valorii factorului de calitate a circuitului derivaţie şi, în consecinţă, asupra valorii R_{ech}, de către rezistenţa de pierderi r, rezistenţa internă a sursei R_i şi alte rezistenţe R_s care şuntează circuitul. Rezistenţa serie r, care micşorează factorul de calitate, poate fi în caz de nevoie recalculată într-o rezistenţă derivaţie şi invers: $R_s=\rho^2/r$ (acest calcul se poate face cu ajutorul nomogramei din figura 2.41). Din punctul de vedere al influenţei lor asupra factorului de calitate al circuitului, rezistenţele astfel calculate, r şi R, vor fi echivalente.

Pentru **evaluarea formei unei curbe de rezonanţă** conform cu măsura în care se apropie de forma dreptunghiulară (ideală) se foloseşte **coeficientul de dreptunghiularitate** K_d, egal cu raportul dintre lărgimea benzii de trecere a circuitului sau sistemului de circuite la nivelul 0,1 sau 0,01 şi lărgimea benzii de trecere a aceluiaşi circuit (sau sistem) la nivelul 0,7. Astfel, coeficientul de dreptunghiularitate indică de cîte ori este mai îngustă banda normală de trecere a circuitului (la nivelul 0,7) decît banda luată la un nivel pentru care frecvenţa perturbatoare este atenuată de 10 sau 100 de ori (figura 2.42).

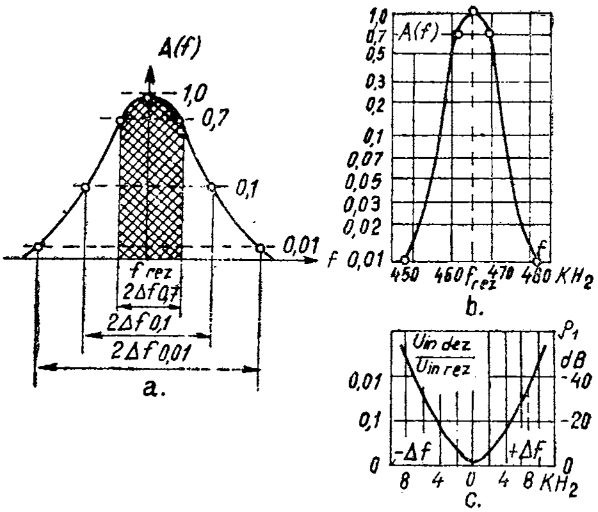


Fig. 2.42

$$K_{d0,1} = \frac{2\Delta f_{0,1}}{2\Delta f_{0,7}} = \frac{\Delta f_{0,1}}{\Delta f_{0,7}} \quad \text{sau} \quad K_{d0,01} = \frac{\Delta f_{0,01}}{\Delta f_{0,7}}.$$

Cu cît este mai apropiat de unitate coeficientul de dreptunghiularitate cu atît este mai bună forma curbei de rezonanță, deoarece aceasta arată că pantele curbei nu se extind decît cu puțin dincolo de nivelele 0,7. Coeficientul de dreptunghiularitate K_d nu depinde de parametrii circuitelor ci doar de numărul lor și de cuplajul dintre ele (sau dezacordul reciproc). Un circuit separat, de exemplu, are următoarele valori ale coeficientului de dreptunghiularitate: $K_{d0,1}=10$; $K_{d0,01}=100$ (tabelul 2.5). Aceste cifre dovedesc că la rezonanță curba unui circuit separat este foarte îndepărtată de forma dreptunghiulară și, prin urmare, un asemenea circuit introduce mari distorsiuni de frecvență în spectrul amplificat. Dacă în receptor există două circuite identice, necuplate, separate de exemplu printr-un element activ, ambele fiind acordate la rezonanță, coeficientul de dreptunghiularitate al întregului sistem devine mult mai mic: $K_{d0,1}=4,8$ și $K_{d0,01}=16$, deci cu mărirea numărului de circuite, curba rezultantă de rezonanță se îmbunătățește (se apropie de cea dreptunghiulară). Aceasta se explică prin faptul că fiecare dintre circuite introduce o anumită atenuare la frecvențele situate la o distanță de cea de rezonanță. Dacă un circuit atenuează

o anumită frecvență de n ori două circuite identice acordate la rezonanță o vor atenua de n^2 ori iar trei de n^3 ori etc. La construirea caracteristicilor de frecvențe rezultante pentru mai multe circuite sau etaje de amplificare rezonante, caracteristicile de frecvență individuale se înmulțesc, adică se înmulțesc ordonatele lor (valorile de pe axa verticală) pentru aceleași frecvențe. Prin punctele obținute ca rezultat al înmulțirii se construiește noua curbă. De aceea pantele curbei rezultante se obțin mult mai abrupte, iar coeficientul de dreptunghiularitate — mai mic.

TABELUL 2.5

Coeficienții de dreptunghiularitate ai sistemelor selective

Nr. variantei	Schema	Regimul de acord		Numărul de etaje care conțin circuite oscilante					
				1	2	3	4	5	6
1	Circuit unic (în fiecare etaj amplificator cîte un un circuit)	Toate circuitele la rezonanță	$K_{d0,1}$ $K_{d0,01}$	10 100	4,8 16	3,75 9,0	3,4 7,0	3,2 6,1	3,1 5,6
2		Circuite acordate la două frecvențe $\beta_d = \beta_{dmax}$	$K_{d0,1}$ $K_{d0,01}$	— —	3,32 7,05	— —	1,67 2,85	— —	1,54 2,22
3		Circuite acordate la trei frecvențe $\beta_d = \beta = \beta_{dmax}$	$K_{d0,1}$ $K_{d0,01}$	— —	— —	1,54 3,0	— —	— —	1,28 1,73
4	Cu două circuite	Cuplaj subcritic ($\beta_c = 0,5$)	$K_{d0,01}$ $K_{d0,01}$	4,1 13,3	3,0 5,9	2,7 4,6	2,61 4,15	2,6 4,0	2,59 3,89
5		Cuplaj critic ($\beta_c = 1$)	$K_{d0,1}$ $K = _{d0,01}$	3,2 10	2,2 4,0	1,95 3,0	1,85 2,7	1,78 2,5	1,76 2,4
6		Cuplaj maxim admis ($\beta_c = \beta_{cmax}$)	$K_{d0,1}$ $K_{d0,01}$	2,32 7,05	1,67 2,85	1,54 2,22	1,48 1,98	1,45 1,85	1,43 1,79
7	Mixt	Număr egal de etaje cu două circuite și cu un circuit ($\beta_c = \beta_{cmax}$)	$K_{d0,1}$ $K_{d0,01}$	— —	1,54 3,0	— —	1,28 1,73	— —	1,22 1,5

Observație. În variantele 1, 4 și 5, curba de rezonanță are o singură cocoașă, în variantele 2 și 6 — două, iar în variantele 3 și 7 — trei. Valoarea β_d este parametrul de dezacord :

$$\beta_d = \frac{f_{rez1} - f_{rez2}}{2d_{ech} f_{med}}$$

În afară de caracteristica obişnuită de rezonanţă (figura 2.42 *b*) se întîlneşte adeseori imaginea ei răsturnată.

În afara tabelului 2.5 pentru **determinarea coeficientului de dreptunghiularitate al unui circuit oscilant** se poate utiliza şi nomograma din figura 2.43.

În tabelul 2.6 sînt cuprinse formulele de bază pentru calcularea circuitelor oscilante.

Tabelul 2.7 prezintă sintetic amortizarea, factorul de calitate şi rezistenţa la rezonanţă a circuitelor acordate.

Tabelul 2.8 indică scheme uzuale de circuite selective folosite la oscilatoarele *LC*.

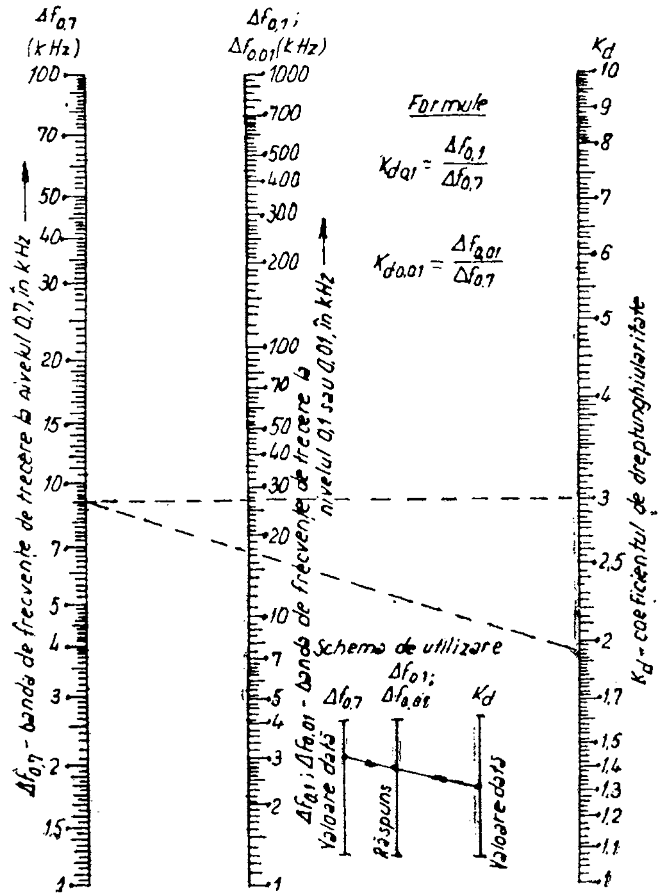
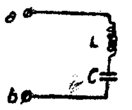
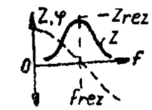
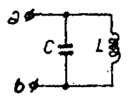
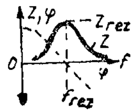
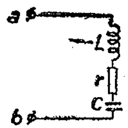
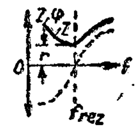
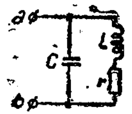
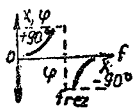
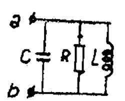
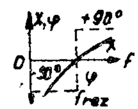


Fig. 2.43

TABELUL 2.6

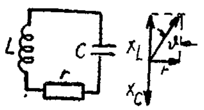
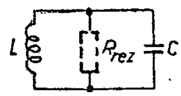
Formulele de bază pentru calcularea circuitelor oscilante

Schema	Impedanța între punctele a și b	Faza pentru f_x	Frecvența la rezonanță	Rezistența la rezonanță între punctele a și b	Defazajul la f_{rez}	$f_1 < f_{rez} > f_2$
	$X = X_L - X_C$	$\mathrm{tg}\,\varphi = \pm\infty$	$f_{rez} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$R_{rez} = 0$	$\varphi = 0$	
	$X = \dfrac{-X_L X_C}{X_L - X_C}$	$\mathrm{tg}\,\varphi = \pm\infty$	$f_{rez} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$R_{rez} = \infty$	$\varphi = 0$	
	$Z = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}$	$\mathrm{tg}\,\varphi = \dfrac{X_L - X_C}{r}$	$f_{rez} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$R_{rez} = r$	$\varphi = 0$	
	$Z = X_C\sqrt{\dfrac{r^2 + X_L^2}{r^2 + (X_L - X_C)^2}}$	$\mathrm{tg}\,\varphi = \dfrac{-X_L(X_L - X_C) - r^2}{X_C r}$	$f_{rez} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$R_{rez} = \dfrac{L}{Cr}$	$\varphi = 0$	
	$Z = \dfrac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R^2}\left(\dfrac{1}{X_C} - \dfrac{1}{X_L}\right)^2}}$	$\mathrm{tg}\,\varphi = R\dfrac{X_C - X_L}{X_L X_C}$	$f_{rez} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$R_{rez} = R$	$\varphi = 0$	

X, X_L, X_C, R, r, Z — în Ω; f — în Hz; L — în H; C — în F;

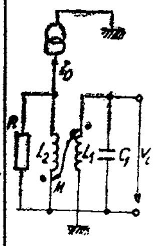
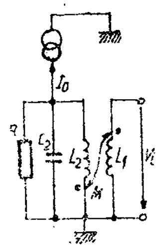
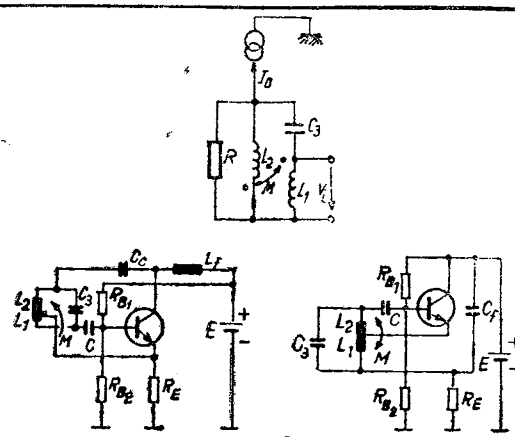
TABELUL 2.7

Amortizarea, factorul de calitate și rezistența la rezonanță a circuitelor acordate

$d = \frac{16\,000 \times r}{fL} = \frac{fCr}{1{,}6 \cdot 10^6}$ $d = \frac{100}{R_{rez}}\sqrt{\frac{L}{C}}$ $d = \frac{r}{10}\sqrt{\frac{C}{L}}$ $d = \frac{100}{Q}$	$Q = \frac{fL}{100r} = \frac{1{,}6 \times 10^8}{fCr}$ $Q = R_{rez}\sqrt{\frac{C}{L}}$ $Q = \frac{1\,000}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$ $Q = \frac{100}{d}$
$d^* = \operatorname{tg}\theta = \frac{r}{X_{rez}} = \frac{X_{rez}}{R_{rez}(\Omega)}$  	$Q = \frac{1}{\operatorname{tg}\theta} = \frac{X_{rez}}{r} = \frac{R_{rez}(\Omega)}{X_{rez}}$ 
$r = \frac{1\,000L}{CR_{rez}} = 10d\sqrt{\frac{L}{C}}$ $r = \frac{1\,000}{Q}\sqrt{\frac{L}{C}}$ $r = \frac{dfL}{16\,000} = \frac{1{,}6 \times 10^6 d}{fC}$ $r = \frac{fL}{160Q} = \frac{1{,}6 \times 10^8}{CfQ}$	$R_{rez} = \frac{1\,000L}{Cr} = \frac{100}{d}\sqrt{\frac{L}{C}}$ $R_{rez} = Q\sqrt{\frac{L}{C}}$ $R_{rez} = \frac{fL}{1\,000d}$ $R_{rez} = \frac{6{,}3QfL}{10^6}$

d, în % (*d**, nu este în %) ; *L*, în μ*H* ; *C*, în pF ; *r* în Ω ; R_{rez}, în Ω ; *f*, în *KHz*

Circuite selective folosite în oscilatoarele LC

Denumirea circuitului	Circuit acordat în poartă sau bază	Circuit acordat în drenă sau colector	Hartley
Schema circuitului			 $C_c \gg C_3;\ L_f \gg L_1+L_2+2M;\ CR_B \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$ $C_f \gg C_3;\ CR_B \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$
ω_0	$\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$	$\frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$	$\frac{1}{\sqrt{C_3(L_1+L_2+2M)}}$

2.2.2. Circuite cuplate

Circuitele oscilante în care energia într-un circuit se transmite în celălalt se numesc circuite cuplate și formează sisteme oscilante. Circuitele pot fi cuplate între ele în diferite moduri (figura 2.44).

Pentru sistemele de circuite cuplate este caracteristică prezența cîtorva frecvențe de rezonanță. Așa de exemplu, sistemul de două circuite identice cuplate suficient strîns ($L_1=L_2=L$; $C_1=C_2=C$) (figura 2.44 *a*) are trei frecvențe de rezonanță, determinate de formulele:

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

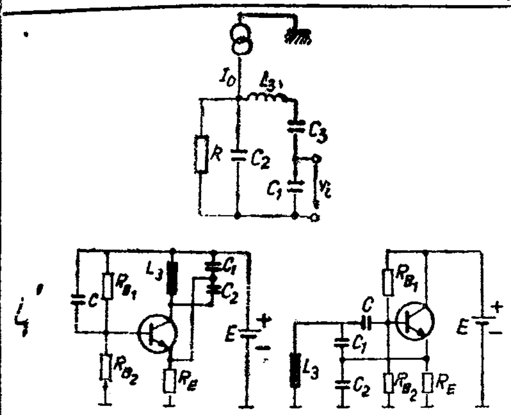
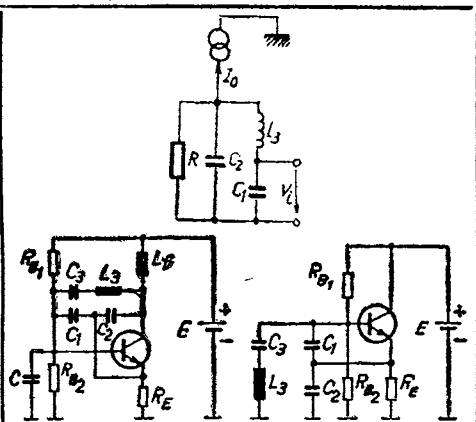
$$\omega_{1,2}\approx\frac{\omega_0}{\sqrt{1+\frac{M}{L}}}$$

unde ω_1 este frecvența inferioară de cuplaj, obținută pentru $+\frac{M}{L}$;

ω_2 — frecvența superioară de cuplaj pentru $-\frac{M}{L}$.

TABELUL 2.8

(oscilatoare în trei puncte)

Colpitts	Clapp
 $CR_B \gg \frac{2\pi}{\omega_0}$; $R_E \gg \frac{1}{\omega C_1}$; $R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$; $R_B \gg \frac{C_1+C_2}{\omega_0 C_1 C_2}$	 $R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_1}$; $L_f \gg L_3$; $R_E \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$; $R_B \gg \frac{C_1+C_2}{\omega_0 C_1 C_2}$
$\sqrt{\frac{1}{L_3}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)}$	$\sqrt{\frac{1}{L_3}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_3}\right)}$

Coeficientul de cuplaj dintre circuite poate fi calculat cu următoarele formule:

— pentru cuplaj inductiv (figura 2.44, *a*) :

$$k_c=\frac{M}{L}=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}};$$

unde M este inductanța mutuală, definită de relația

$$M=\sqrt{Z_1Z_2/2\pi f_r}$$

Z_1, Z_2 — fiind impedanțele celor două circuite iar

f_r — frecvența de rezonanță.

Cu ajutorul nomogramei din figura 2.45 se poate determina **coeficientul de cuplaj și inductanța mutuală pentru circuite cu cuplaj inductiv**

— pentru cuplajul prin autotransformator (figura 2.44, *b*)

$$k_c=\frac{L_c}{\sqrt{L_1(L_2+L_c)}};$$

— pentru cuplaj capacitiv (figura 2.44, *c*) :

$$k_c=\sqrt{\frac{C_1C_2}{(C_1+C_c)(C_2+C_c)}};$$

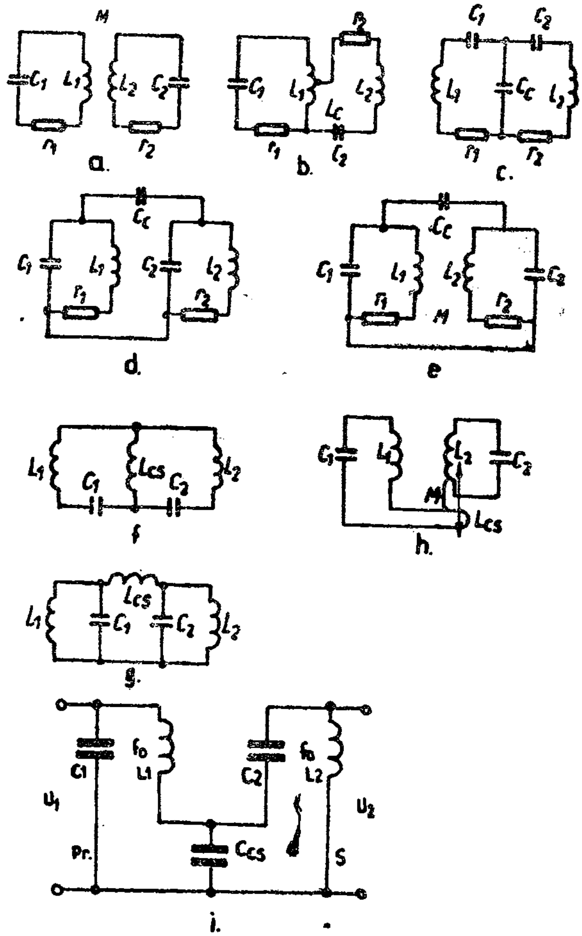


Fig. 2.44

— pentru cuplaj capacitiv exterior (figura 2.44, *d*):

$$k_c = \frac{C_2}{C_2 + C_c};$$

— pentru cuplaj inductiv-capacitiv (figura 2.44, *e*):

$$k_c = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} + \frac{C_2}{C_2 + C_c};$$

— pentru cuplaj inductiv interior (figura 2.44, *f*):

$$k_c = \frac{L_c}{\sqrt{L_1 L_2}};$$

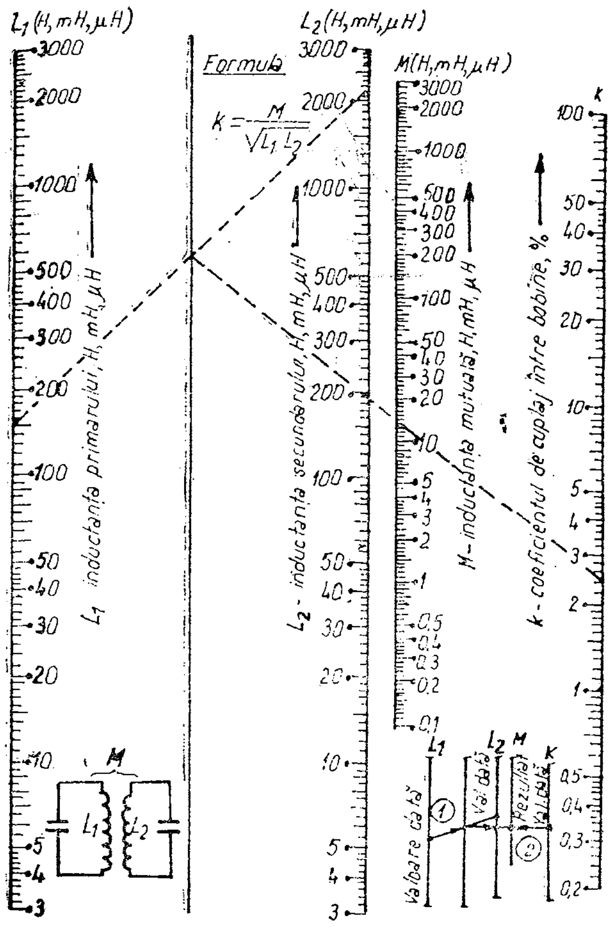


Fig. 2.45

— pentru cuplaj inductiv exterior figura 2.44, *g*):

$$k_c = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{L_c};$$

— pentru cuplaj cu inductanță serie (figura 2.44, *h*):

$$k_c = \frac{M}{(L_1 + L_c)L_2}$$

— pentru cuplaj capacitiv inferior (figura 2.44, *i*):

$$k_c = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_c} \text{ pentru } C_c \gg \gg C_1, C_2$$

Considerînd circuitele cuplate prezentate în figura 2.44, avînd primarul identic cu secundarul atît în ceea ce privește elementele reactive cît și rezistențele de pierderi, se poate introduce noțiunea de **indice de cuplaj** g:

$$g = k_c Q$$

unde Q este factorul de calitate al primarului, egal cu cel al secundarului.

Frecvențele de rezonanță ω_0, ω_1 și ω_2 se pot determina cu relația:

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[1 \pm \frac{1}{2Q}\sqrt{g^2 - 1}\right]$$

Frecvențele ω_1 și ω_2 există numai dacă $g > 1$, cuplajul pentru care $g = 1$ numindu-se cuplaj critic. Dacă frecvențele ω_1 și ω_2 există, la aceste frecvențe curba de rezonanță are maxime egale iar la frecvența ω_0 un minim. Dacă frecvențele ω_1 și ω_2 nu există ($g \leqslant 1$) la frecvența ω_0 curbă de rezonanță are un maxim.

Curbele de rezonanță ale sistemului format din două circuite cuplate identice pentru două valori particulare ale indicelui de cuplaj ($g = 1$ și $g = 2{,}41$) sînt reprezentate în figura 2.46. În această figură este reprezentată punctat caracteristica de frecvență pentru un singur circuit oscilant.

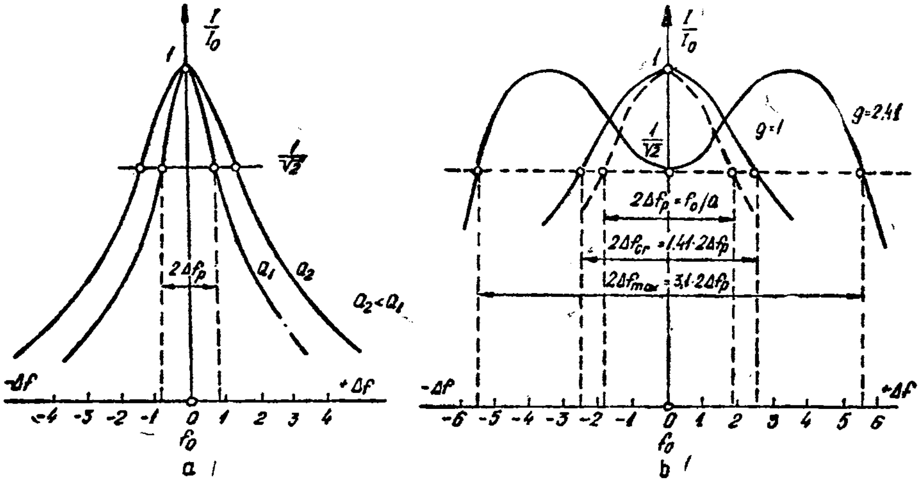


Fig. 2.46

Benzile de trecere la o neuniformitate de $1/\sqrt{2}$ (3dB) a curbelor de rezonanță sînt în funcție de indicele de cuplaj :

$$g=1; \quad 2\Delta f_{cr}=1{,}41\frac{f_0}{Q};$$

$$g=2{,}41; \quad 2\Delta f_{max}=3{,}1\frac{f_0}{Q}.$$

Nomograma din figura 2.47 servește pentru **calculul elementului de cuplaj a două circuite oscilante** — inductanța mutuală M sau capacitatea C_c.

În schemele de radiotehnică se întîlnesc deseori două (mai rar trei-patru) circuite cuplate între ele și constituind un sistem oscilant unic.

Astfel de sisteme joacă rolul de transformatoare de frecvențe înalte și intermediare, de filtre de tipuri diferite și diverse destinații, de circuite de selectivitate concentrată etc.

Circuitele cuplate care intră în compunerea sistemului exercită o anumită influență unul asupra celuilat, iar caracteristicile sistemului în întregime se deosebesc de caracteristicile individuale ale circuitelor sale. În unele cazuri această deosebire este mică, de exemplu la un cuplaj slab între circuite; în altele, sistemul capătă proprietăți complet noi în frecvență; cocoașe și minime între ele (la un cuplaj strîns).

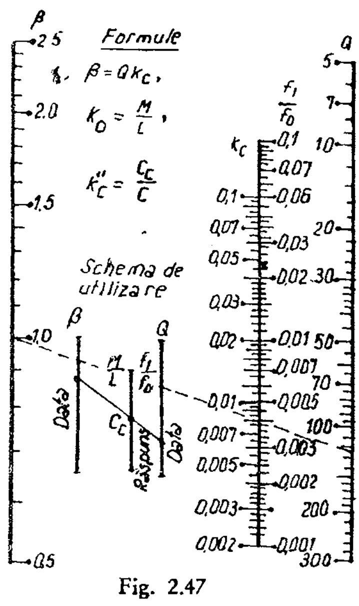


Fig. 2.47

Al doilea efect, care apare datorită reflectării în primul circuit a unei reactanțe (o influență inductivă sau capacitivă din partea celui de al doilea circuit), conduce la apariția în sistem a două noi frecvențe de rezonanță, în afara celei proprii, f_0. În unul dintre cazuri reactanța se consideră pozitivă și frecvența circuitului se micșorează iar în cel de al doilea negativă și, prin urmare, frecvența sa crește. Noile frecvențe de rezonanță ale circuitului sistemului se numesc frecvențe de cuplaj și pot fi determinate conform unei formule aproximative sau unei nomograme (figura 2.48)

$$f_c \approx f_0\left(1+\frac{k_c}{2}\right)$$

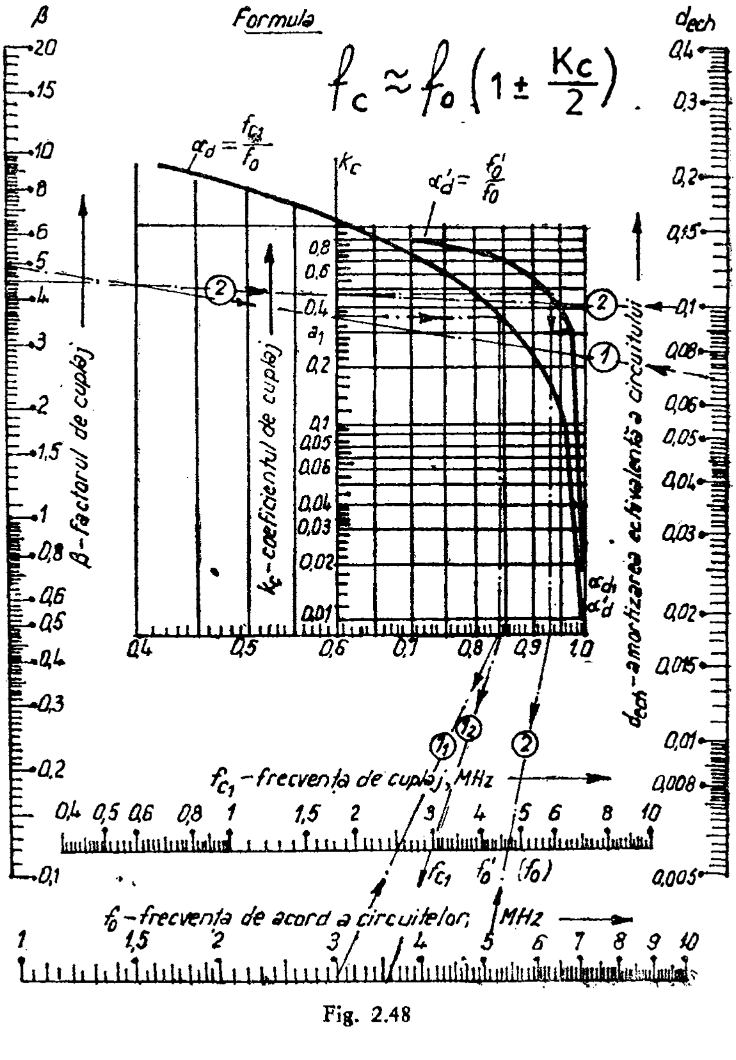


Fig. 2.48

(luîndu-se pentru una din frecvențe semnul plus iar pentru cealaltă semnul minus).

Cu cît este mai strîns cuplajul dintre circuite (k_t mai mare) cu atît se îndepărtează mai mult frecvențele de cuplaj și cu atît mai adînc este minimumul care se formează între cele două cocoașe.

2.2.3. Amplificatoare selective

Banda de trecere la —3dB a unui amplificator cu un singur circuit acordat (ca cel arătat în figura 2.49) se calculează cu ajutorul formulei $B=f_0/Q$, unde f_0 este frecvența de rezonanță al circuitului oscilant, Q factorul de calitate al acestui circuit și B banda de trecere cînd tensiunea de ieșire este 0,707× × tensiunea la rezonanță.

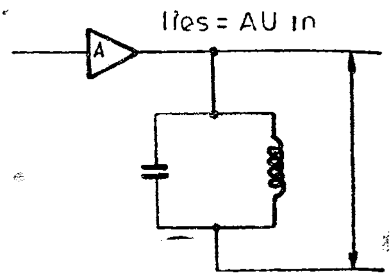


Fig. 2.49

Această relație se bazează pe faptul că, presupunînd pierderile datorate în întregime rezistenței paralel a circuitului oscilant, impedanța circuitului oscilant paralel în apropierea frecvenței de rezonanță variază conform relației :

$$Q=\frac{f_0}{2\Delta f}\left(\frac{Z_0^2}{Z}-1\right)^{1/2}$$

unde Δf este deplasarea de frecvență față de f_0, Z_0 impedanța la rezonanță, și Z impedanța la $f_0\pm\Delta f$. În mod similar se poate exprima Q în funcție de U.

$$Q=\frac{f_0}{2\Delta f}\left(\frac{U_0^2}{U}-1\right)^{1/2}$$

unde U_0 este tensiunea pe oricare reactanță la rezonanță și U tensiunea la $f_0\pm\Delta f$. Această formulă are importanță la studiul amplificatoarelor selective de tipul celor de pe figura 2.50 unde circuitul acordat este de fapt un circuit paralel și tensiunea electromotoare de la intrare se transmite prin inductanță mutuală.

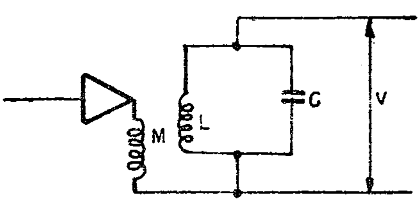


Fig. 2.50

Expresia lui Q poate fi scrisă sub forma generală

$$Q=\frac{f_0}{2\Delta f}(N^2-1)^{1/2},$$

unde N este raportul între răspunsul la frecvența de rezonanță și răspunsul la $f_0\pm\Delta f$. Pentru cazul special cînd $N=\sqrt{2}$, $N^2-1=1$ și atunci

$$Q=\frac{f_0}{2\Delta f}=\frac{f_0}{B}$$

Dacă se conectează în cascadă cîteva etaje similare banda de trecere descreşte progresiv pentru o valoare dată a lui Q, conform relaţiei:

$$Q = \frac{f_0}{B} (N^{2/n} - 1)^{1/2}$$

unde n este numărul etajelor.

Nomograma din figura 2.51 dă o conversie a valorilor Q, N şi B/f_0 pentru **un singur etaj**, N fiind dat ca un raport şi totodată exprimat şi în dB faţă de răspunsul la rezonanţă.

Nomograma din figura 2.52 face o conversie între valorile lui N pentru o bandă de trecere dată şi valorile Q cu unul, două, trei etaje, scările fiind marcate prin N_1, N_2, N_3.

Pentru a găsi valoarea dorită a lui Q care să dea o bandă de trecere şi răspuns particular pentru amplificatoare cu două sau trei etaje, mai întîi se foloseşte nomograma de pe figura 2.52 ca să găsim valoarea lui N_1 corespunzătoare lui N_2 şi N_3, pe urmă se utilizează nomograma de pe figura 2.51, ca să găsim valoarea lui Q apropiată de această valoare a lui N şi de banda de trecere cerută.

Nomograma din figura 2.53 dă posibilitatea calculării benzii de trecere şi a selectivităţii unui amplificator din n etaje cu circuite cuplate.

Curbele de pe nomogramă sînt construite pentru diverse valori ale factorului de cuplaj $\beta_c = k_c Q$, unde k_c este coeficientul de cuplaj al circuitelor.

Dacă se calculează un amplificator de frecvenţă intermediară, pentru f_0 se alege frecvenţa intermediară f_{int}; în calculul amplificatorului de înaltă frecvenţă f_0 este frecvenţa medie a gamei recepţionate: $f_0 = f_{med} = \sqrt{f_{inf} f_{sup}}$.

Prin α se notează pe nomogramă raportul dintre amplificarea maximă K_{max} şi amplificarea la un dezacord dat K_f, adică $\alpha = K_{max}/K_f$ (pentru o pereche de circuite).

Nomograma dă posibilitatea construirii caracteristicii de frecvenţă a unui amplificator. Pentru

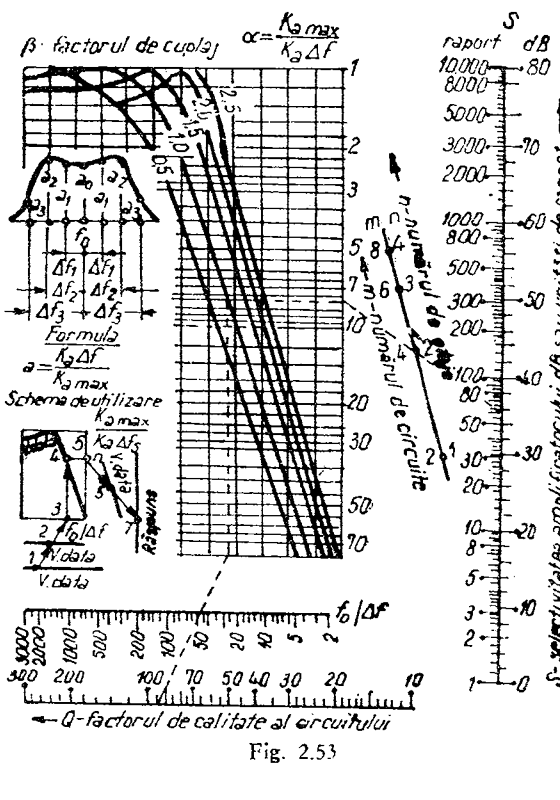


Fig. 2.53

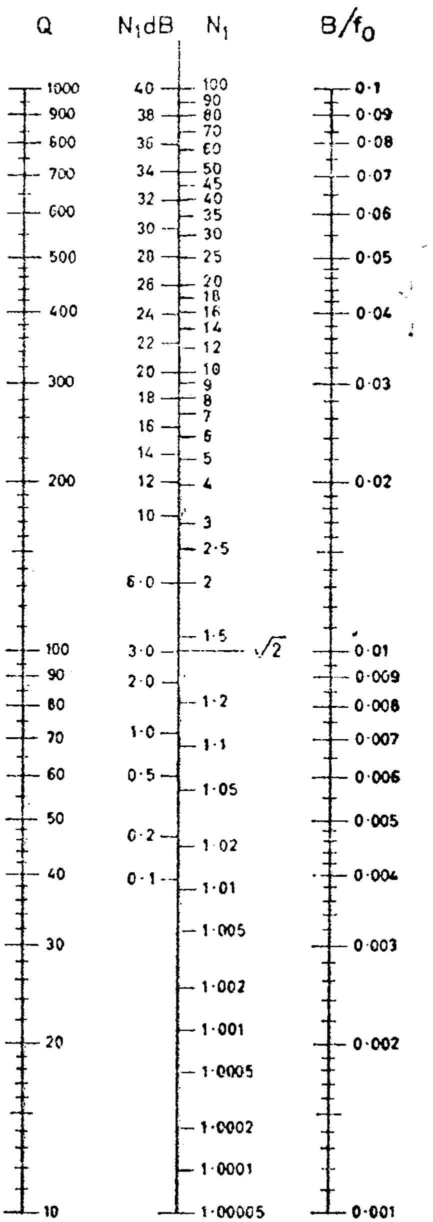


Fig. 2.51

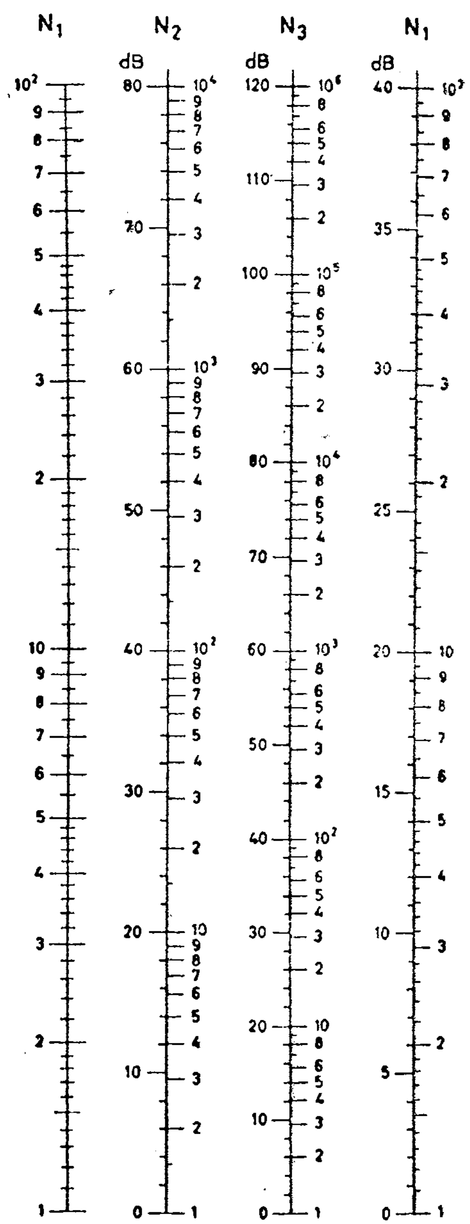


Fig. 2.52

aceasta se aleg diverse valori ale dezacordului Δf şi se obţin cîteva valori α, cu ajutorul cărora se trasează caracteristica.

Exemplu: Se dă: $Q=90$; $f_0=465$ kHz; $\Delta f=10$ kHz; $n=2$; $m=4$; $\beta_c=1$ (cuplaj critic).

Rezultă: $f_0/\Delta \approx 46{,}5$; $\alpha \approx 7{,}9$; $S \approx 35{,}8$ dB sau de 60 de ori.

Amplificarea la frecvenţa de acord este:

$$A_{01}=\frac{S}{2\pi f_r(C_e+C_i+C')}.$$

iar **produsul amplificare-bandă**:

$$A_{01}B_{1(3\ dB)}=\frac{S}{2\pi(C_e+C_i+C')}.$$

Dacă cuadripolul C este compus din circuite cuplate derivaţie, capacităţile C_1' şi C_2' fiind capacităţile de acord pentru primar şi secundar, iar cuadripolul Γ avînd circuite cuplate acordate sincron pe frecvenţa f_r, atunci amplificarea la această frecvenţă este:

$$A_{01c}=\frac{Sg\sqrt{Q_1Q_2}}{2\pi f_r\sqrt{(C_e+C_1')(C_i+C_2')(1+g^2)}}.$$

Dacă circuitele sînt cuplate peste cuplajul de tranziţie, banda se defineşte în sens Cebîşev şi este:

$$B_{1c}=\frac{f_r}{Q_1Q_2}\sqrt{2}\sqrt{g^2-\frac{b}{2}}$$

la o **neuniformitate**:

$$\frac{A_{M1C}}{A_{01C}}=\eta=\frac{1+g^2}{\sqrt{1+g^2(b+2)-\frac{b^2}{4}}}.$$

Dacă circuitele sînt cuplate la cuplajul de tranziţie, banda se defineşte la o atenuare de $3\ dB$ şi este:

$$B_{1t(3\ dB)}=\frac{f_r}{\sqrt{Q_1Q_2}}\sqrt{1+g^2}.$$

Produsul amplificare-bandă pentru cele două cazuri este:

$$A_{01c}B_{1c}=\frac{\sqrt{2}\,S}{2\pi\sqrt{(C_e+C_1')(C_i+C_2')}}\,\frac{g\sqrt{g^2-\frac{b}{2}}}{1+g^2};$$

$$A_{01c}B_{1t(3\ dB)}=\frac{S}{2\pi\sqrt{(C_e+C_1')(C_i+C_2')}}\,\frac{g}{\sqrt{1+g^2}};$$

În cazul amplificatoarelor formate din n etaje identice, produsul dintre amplificarea pe etaj $A_{0n}^{1/n}$ la frecvenţa centrală f_0 şi banda globală

B_n, raportat la produsul amplificare bandă a amplificatorului cu circuit derivație, avînd același element activ și aceleași capacități de acord, se numește **factor amplificare bandă (FAB)**.

La amplificatoarele cu circuite derivație se obține:

$$FAB = \frac{A_{0n}^{1/n} B_n(3\ dB)}{A_{01} B_1(3\ dB)} = (2^{1/n} - 1)^{1/2}.$$

La amplificatoarele cu circuite cuplate se presupune că:

$$C_1' + C_e + C_2' + C_i = 2\sqrt{(C_1' + C_e)(C_2' + C_i)},$$

unde primul termen reprezintă capacitatea de acord a amplificatorului cu circuit derivație de referință.

În aceste condiții, pentru amplificatoarele cu circuite cuplate lucrînd la **cuplajul de tranziție** $\left(g = \sqrt{\frac{b}{2}}\right)$:

$$FAB = \frac{A_{onc}^{1/n} B_{nt(3\ dB)}}{A_{01} B_1(3dB)} = (2^{1/n} - 1)^{1/4} \frac{2g}{\sqrt{1+g^2}}.$$

Pentru un etaj amplificator cu circuite cuplate lucrînd peste cuplajul de tranziție:

$$FAB = \frac{A_{01c} B_{1c}}{A_{01} B_1(3dB)} = \frac{2\sqrt{2}g\sqrt{g^2 - \frac{1}{2}}}{1+g^2}$$

cu neuniformitatea η.

În cazul a n etaje identice de acest tip, neuniformitatea va fi η^n.

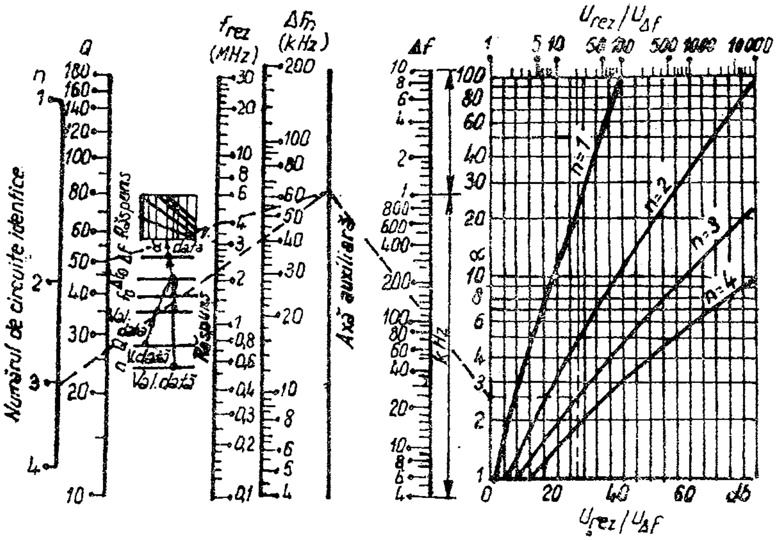


Fig. 2.54

Nomograma din figura 2.54 permite **calculul selectivității unui amplificator**.

Figurile 2.55 și 2.56 prezintă configurații uzuale ale unor amplificatoare acordate (*FI—MA* și *FI—MF*), iar figura 2.57 indică scheme uzuale de realizare a cuplajului și adaptarea între etaje acordate (*FI*).

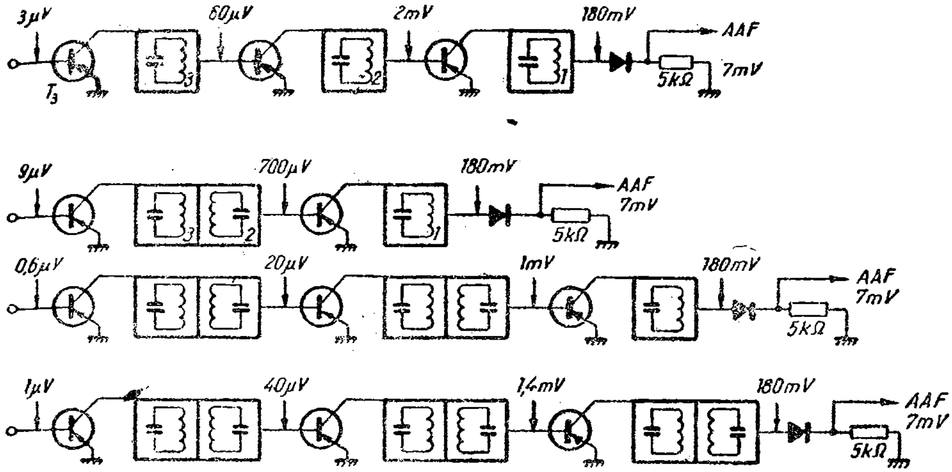


Fig. 2.55

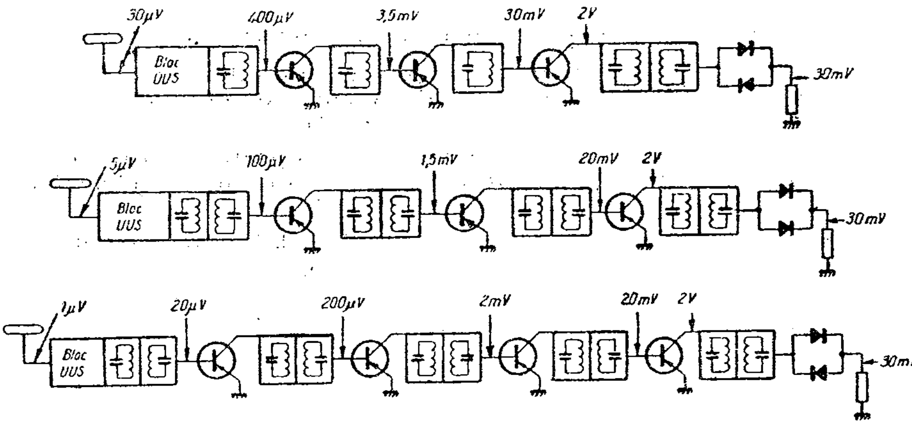


Fig. 2.56

Nomograma bandă de trecere-timp de creștere din fig. 2.58 ușurează calculele privind amplificatoarele cu mai multe etaje avînd frecvențele de rezonanță și benzile de trecere identice. La etajele cu dublu acord se presupune că factorii de calitate sînt egali, iar cuplajul este critic. Nomograma poate fi folosită în cazul amplificatoarelor cu cuplaj *RC* pe baza următoarei relații :

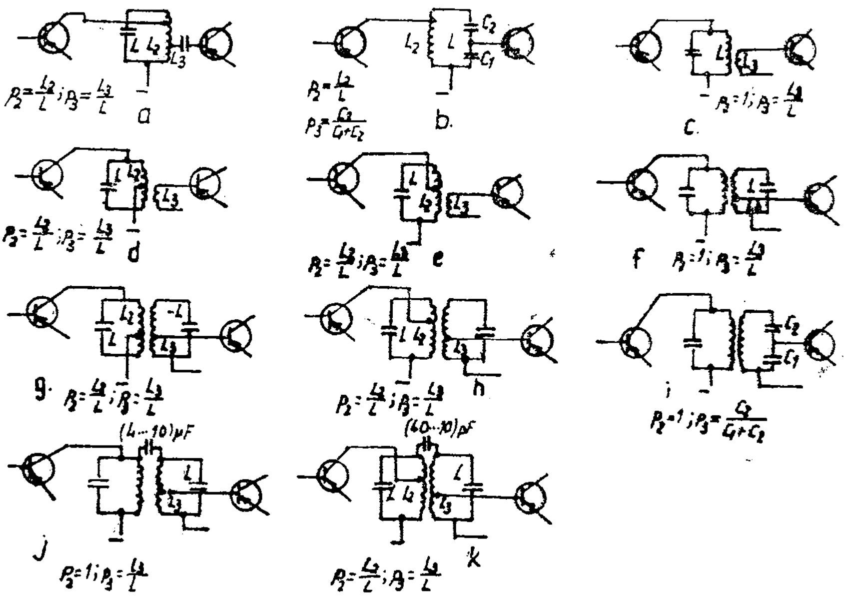


Fig. 2.57

(timp de creștere) ×(bandă de trecere) =0,35

Timpul de creștere rezultant pentru mai multe etaje se află din:

$$\text{timpul de creștere} = (\text{timpul de creștere pe etaj})\sqrt{(\text{nr. etajelor})}$$

Exemple : 1. Banda de trecere rezultantă a unui circuit acordat compus din 4 etaje ce au fiecare banda de trecere de 1 MHz, va fi 440 KHz.

2. Utilizînd 5 transformatoare acordate dublu pentru a obține o bandă de trecere rezultantă de 300 KHz, atunci fiecare etaj trebuie să aibă o bandă de trecere de 340 KHz.

3. Dacă banda de trecere a unui etaj este 4 MHz, atunci timpul de creștere al montajului format din 5 asemenea etaje va fi de 235 ns.

4. Timpul rezultant de creștere al unui montaj format din 10 etaje, fiecare cu timp de creștere de 10 μs, va fi de 31μs.

2.3. FILTRE PASIVE

Filtrul trece-jos ideal are factorul de transfer (în tensiune sau curent) $K(j\omega)=K(j\omega)\ e^{j\varphi(j\omega)}$ pentru care:

$$K(j\omega)=\begin{cases} K_0 \text{ pentru } \omega\in[-\omega_1,\omega_1] \\ 0 \text{ pentru } \omega\in[-\omega_1,\omega_1] \end{cases}$$

$$\varphi(j\omega)=\omega\tau \text{ pentru } \omega\in[-\omega_1,\omega_1].$$

Banda de trecere a acestui filtru este $B_1=\frac{\omega_1}{2\pi}$.

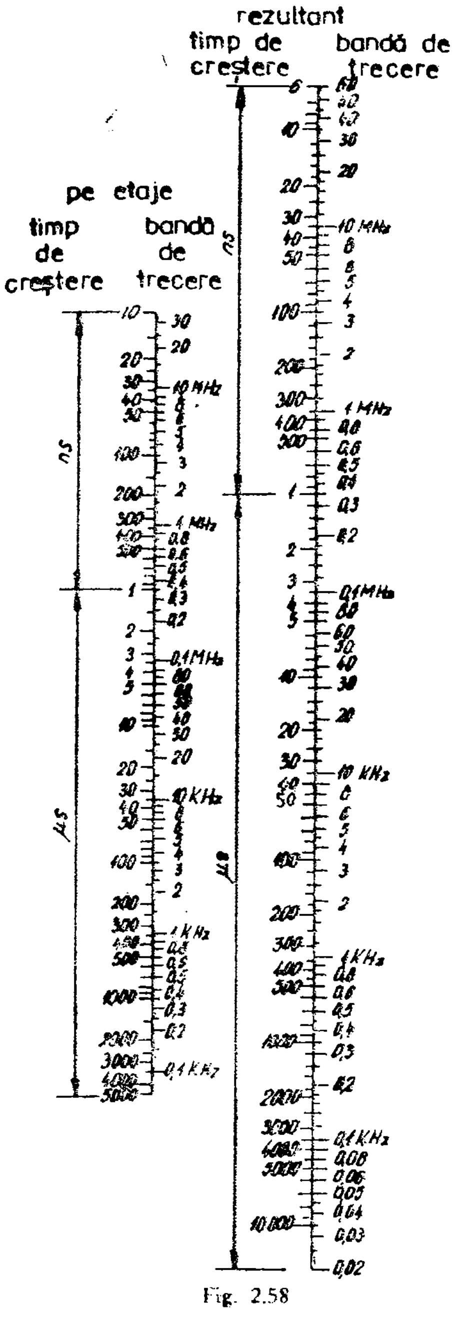


Fig. 2.58

Filtrul trece-bandă ideal are factorul de transfer determinat de:

$$K(j\omega)=\begin{cases} K_0 \text{ pentru } \omega\in[-\omega_1-\omega_0,\\ \omega_1-\omega_0],\ \omega\in[-\omega_1+\omega_0,\\ \omega_1+\omega_0],\ \omega_1<\omega_0\\ 0 \text{ în afara intervalelor}\end{cases}$$

$$\varphi(j\omega)=\begin{cases}(-\omega-\omega_0)\tau+\varphi_0 \text{ pentru}\\ \omega\in[-\omega_1+\omega_0,\ \omega_1+\omega_0]\\ (-\omega+\omega_0)\tau-\varphi_0 \text{ pentru}\\ \omega\in[-\omega_1+\omega_0,\ \omega_1-\omega_0].\end{cases}$$

Banda de trecere a filtrului este $B_1=\frac{\omega_1}{\pi}$ și frecvența centrală $f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}$.

Filtrul se realizează cu ajutorul cuadripolilor simetrici în T sau π, conținînd elemente pur reactive, deci $Z_{sc}=jX_{sc}$ și $Z_g=jX_g$. Banda de trecere ($a=0$) corespunde frecvențelor la care X_{sc} și X_g au semne contrare, iar la frecvențele la care X_{sc} și X_g au aceleași semne atenuarea este diferită de zero.

Filtrele tip k**- constant** sînt realizate din cuadripoli simetrici în T sau π (figura 2.59), ale căror impedanță (de tip reactiv) Z_1 și Z_2 satisfac relația

$$Z_1Z_2=R^2=\text{constant}$$

În figura 2.60 este prezentată caracteristica atenuării și a defazării în funcție de variabila normată x:

$$x=\sqrt{\frac{-Z_1}{4Z_2}}.$$

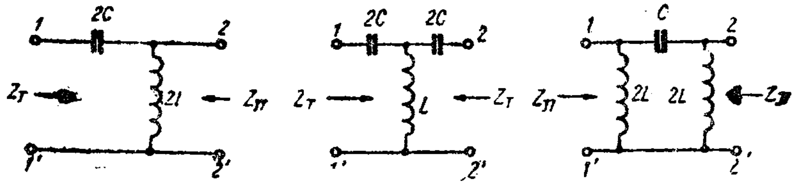


Fig. 2.59

Impedanțele caracteristice ale filtrelor tip k-constant în T și în π au expresiile:

$$Z_{0T} = R\sqrt{1-x^2}; \quad Z_{0\pi} = \frac{R}{\sqrt{1-x^2}},$$

în care R este rezistența nominală. Se observă că în banda de trecere impedanțele caracteristice sînt reale.

În funcție de natura impedanțelor Z_1 și Z_2 se obțin diferite tipuri de filtre k-constant.

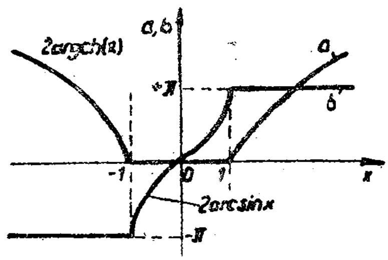


Fig. 2.60

Celulele de filtru derivat m **în** T **sau** π au schemele din figurile **2.61** și **2.62**, unde în general $m<1$. Impedanța caracteristică și frecvența lor de tăiere este egală cu cea a filtrului k-constant în T sau π, realizat cu impedanțele Z_1 și Z_2.

Caracteristicile de atenuare și fază ale celulelor derivate m în funcție de variabila normată x sînt cele din figura 2.63

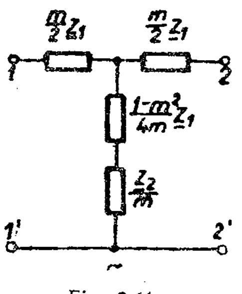


Fig. 2.61

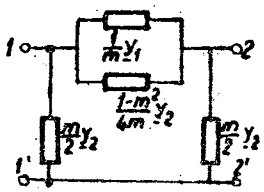


Fig. 2.62

Frecvența de atenuare infinită se obține pentru:

$$x_\infty = \frac{\pm 1}{\sqrt{1-m^2}}.$$

Pentru jumătate de secțiune derivată m în T (figura 2.64) impedanțele imaginare sînt:

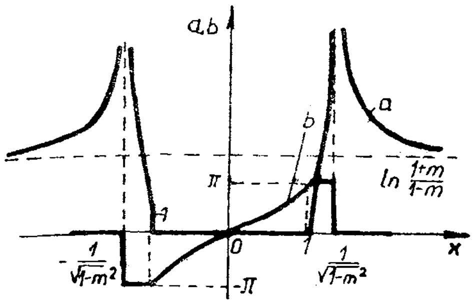


Fig. 2.63

$$Z_{0T}=R\sqrt{1-x^2};$$

$$Z_{0\pi m}=R\frac{1-(1-m^2)x^2}{\sqrt{1-x^2}}.$$

iar pentru jumătate de secțiune derivată m în π (figura 2.65) impedanțele imaginare sînt:

$$Z_{0\pi}=\frac{R}{\sqrt{1-x^2}};\ Z_{0Tm}=\frac{R\sqrt{1-x^2}}{1-(1-m^2)x^2}.$$

Aceste jumătăți de secțiune, pentru $m=0{,}6$, au impedanțele $Z_{0\pi m}$ și Z_{0Tm} egale cu rezistența nominală R, pe cea mai mare parte din banda de trecere și se utilizează ca semicelule terminale închise pe rezistența nominală.

Filtrele compuse sînt formate pe celule k-constant și derivate m conectate în lanț, avînd aceeași impedanță caracteristică și semicelule terminale ($m=0{,}6$) la extreme.

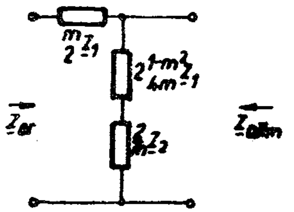


Fig. 2.64

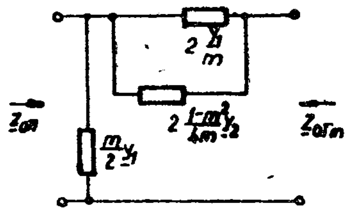


Fig. 2.65

Timpul de întîrziere de grup (t_g) (derivata cu semn schimbat a fazei factorului de transfer în raport cu frecvența unghiulară), pentru celula derivată m trece-jos, la frecvența zero, este egal cu:

$$t_g=\frac{m}{\pi f_1},$$

în care f_1 este frecvența de tăiere.

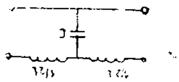
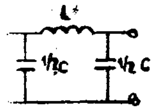
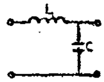
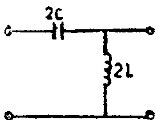
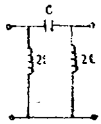
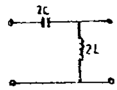
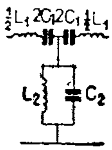
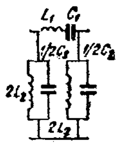
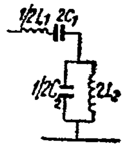
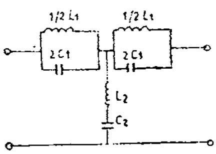
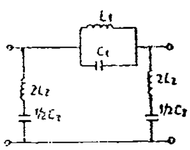
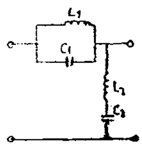
În tabelul 2.9 sînt prezentate structura filtrelor k-constant, caracteristicile lor și relațiile mai importante pentru proiectare.

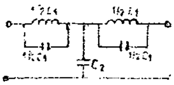
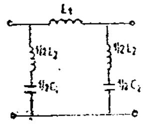
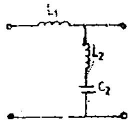
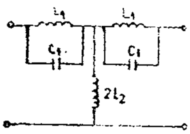
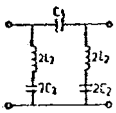
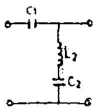
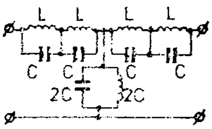
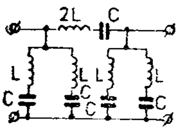
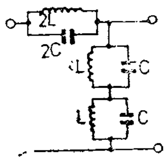
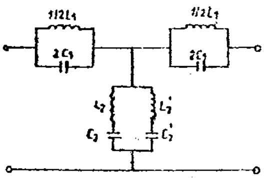
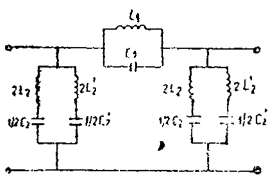
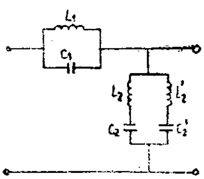
Pentru calculul unei linii de întîrziere (fig. 2.66) se poate folosi nomograma din fig. 2.67. O linie de întîrziere cu parametrii concentrați este alcătuită dintr-o serie de filtre LC de tip trece jos. Cînd avem n celule LC, timpul de întîrziere se calculează cu relația: $t=n\sqrt{LC}$, unde: t—timpul de întîrziere în μs, n—numărul celulelor, L—inductanța în μH, C—capacitatea în μF.

Impedanța de undă Z_0 trebuie adaptată pentru reducerea reflexiilor pe linia de întîrziere. Valoarea lui Z_0 se calculează cu relația $Z_0=\sqrt{L/C}$ și se exprimă în ohmi. Frecvența de tăiere, care se calculează cu relația $f_c=1/\pi\sqrt{LC}$ și se

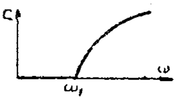
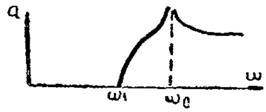
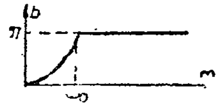
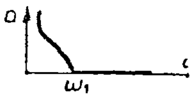
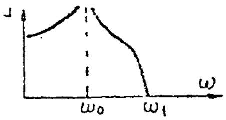
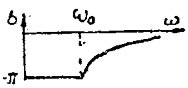
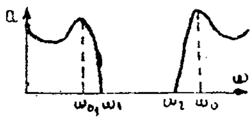
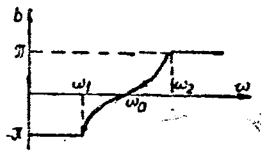
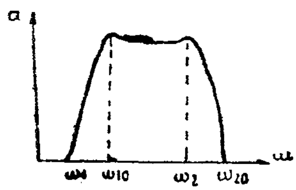
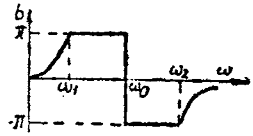
TABELUL 1.8

Filtre K-constant și m-derivat (structură caracteristici, relații de calcul)

Tip filtru	Celule K		
	T	Π	Γ
Trece-jos			
Trece-sus			
Trece-bandă			
Oprește-bandă			

Celule M		
T	Π	Γ
		
		
		
		

Relații calcul	
Pentru celule k	**Pentru celule m**
$L_1 = 2\frac{R}{\omega_1}$; $C = \frac{2}{\omega_1 R}$ $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$; $\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}}$	$L_1 = \frac{2mR}{\omega_1}$; $L_2 = \frac{(1-m^2)R}{2m\omega_1}$ $C_1 = \frac{1-m^2}{2m\omega_1}$; $C_2 = \frac{2m}{\omega_1 R}$; $m = \sqrt{1-\frac{2\pi\omega_1}{\omega_\infty^2}}$;
$C = \frac{1}{2\omega_1 R}$; $L = \frac{R}{2\omega_1}$ $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$; $\omega_1 = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$	$C_1 = \frac{1}{2mR\omega_1}$; $C_2 = \frac{2m}{(1-m^2)\omega_1 R}$; $L_1 = \frac{2mR}{(1-m^2)\omega_1}$; $L_2 = \frac{R}{2m\omega_1}$; $m = \sqrt{\frac{4\pi-\omega_\infty^2}{\omega_1^2}}$;
$L_1 = 2R\frac{1}{\omega_2-\omega_1}$ $C_2 = \frac{2}{R(\omega_2-\omega_1)}$ $L_1C_1 = L_2C_2 = \frac{1}{\omega_1\omega_2} = \frac{1}{\omega_0^2}$ $R = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$	
$C_1 = \frac{1}{2R(\omega_2-\omega_1)}$ $L_2 = \frac{R}{2(\omega_2-\omega_1)}$ $L_1C_1 = L_2C_2 = \frac{1}{\omega_1\omega_2} = \frac{1}{\omega_0^2}$ $R = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$	$L_1 = \frac{2mR(\omega_2-\omega_1)}{\omega_1\omega_2}$; $C_1 = \frac{1}{2mR(\omega_2-\omega_1)}$ $L_2 = \frac{aR}{2(\omega_2-\omega_1)}$; $C_2 = \frac{2(\omega_2-\omega_1)}{bR\omega_1\omega_2}$ $L_2' = \frac{bR}{2(\omega_2-\omega_1)}$; $C_2' = \frac{2(\omega_2-\omega_1)}{aR\omega_1\omega_2}$ $a = \frac{1}{m}\left(1-\frac{\omega_1\omega_2}{\omega_{2\infty}^2}\right)$ $b = \frac{1}{m}\left(1+\frac{\omega_{2\infty}}{\omega_1\omega_2}\right)$ $m = \sqrt{\frac{\left(1-\frac{\omega_1^2}{\omega_{2\infty}^2}\right)\left(1-\frac{\omega_{2\infty}^2}{\omega_2^2}\right)}{1-\frac{\omega_1}{\omega_2}}}$

Caracteristica de atenuare		Caracteristica defazării
Pentru celule K	Pentru celule m	Pentru celule K
$\text{ch}\,\frac{a}{2} = \frac{\omega}{\omega_1}$ 		 $\sin\frac{b}{2} = \frac{\omega}{\omega_1}$
$\text{ch}\,\frac{a}{2} = \frac{\omega_1}{\omega}$ 		$\sin\frac{b}{2} = -\frac{\omega_1}{\omega}$ 
 $\text{ch}\,\frac{a}{2} = \frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$		 $\sin\frac{b}{2} = \frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$
 $\text{ch}\,\frac{a}{2} = \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$		 $\sin\frac{b}{2} = \frac{\omega_1-\omega_2}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$

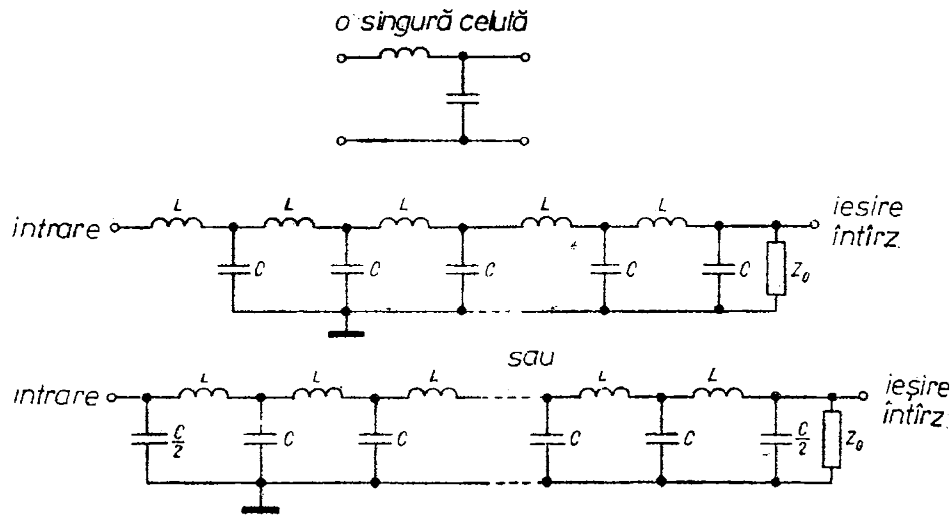


Fig. 2.66

exprimă în MHz, pentru fiecare celulă treb uie să fie mai mare decît frecvența de lucru.

Exemplu: Să determinăm elementele unei linii de întîrziere cu frecvența de tăiere de 5MHz și timp de întîrziere 1,5 μs. Rotind o dreaptă în jurul punctului de 5 MHz de pe scara 2, alegem pe scările 1 și 4 valorile standard pentru L și C (120 μH și 33 μF). Frecvența de tăiere de pe scara 2 este în concordanța cu timpul de întîrziere pentru celule, care în cazul de față este 0,063 μs/celulă. Unind acest timp cu timpul total de întîrziere (1,5 μs) care se găsește pe scara 5, rezultă de pe scara 7 numărul de celule necesare-24. Impedanța de undă rezultă de pe scara 6 unind valoarea lui C (33 μF) de pe scara 5 cu valoarea lui L (120 μH) de pe scara 8. În exemplul nostru se află pentru Z_0 valoarea de 1,9 Kohmi.

Cu nomograma din fig. 2.68 se determină **timpul de întîrziere pe metru și timpul total de întîrziere în funcție de permitivitatea relativă a materialului izolator, în cazul unui cablu coaxial.** La baza nomogramei se află relația întîrzierea $T=3{,}635\sqrt{\varepsilon}$, exprimată în ns.

Exemplu : Un cablu coaxial lung de 1,2 m cu dielectric din polistiren provoacă o întîrziere de 6,3—6,5 ns.

Filtrele tip pieptene sînt alcătuite din lanțuri de filtre cu bandă îngustă care lasă să treacă frecvențe din spectrul de frecvențe al semnalului și sînt insensibile la zgomot, fiind utilizate la descompunerea pe mai multe canale a unui semnal de intrare. Distanța dintre canale se poate exprima și printr-un raport de frecvențe, care depinde de numărul canalelor necesare cuprinderii unei octave, adică n. Astfel $f/f_c=2^n$, unde f_c — frecvența de referință f—frecvența canalului adiacent, n—număr real pozitiv sau negativ. Nomograma din fig. 2.69 este valabilă atît pentru valori pozitive cît și negative

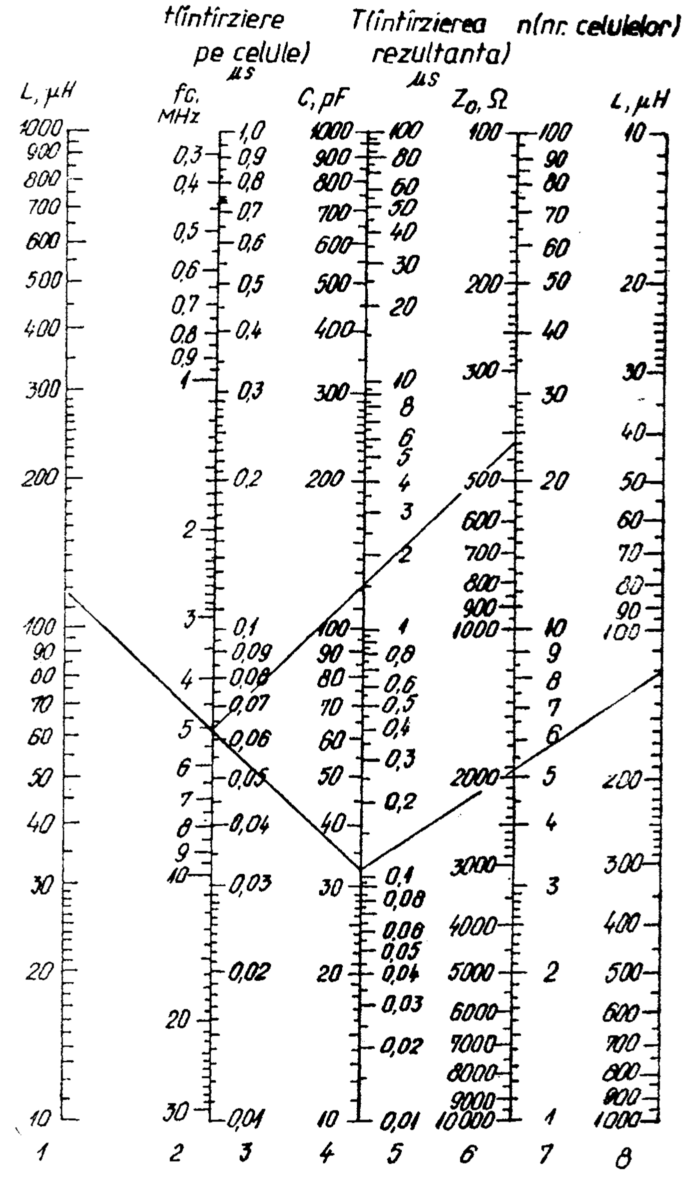
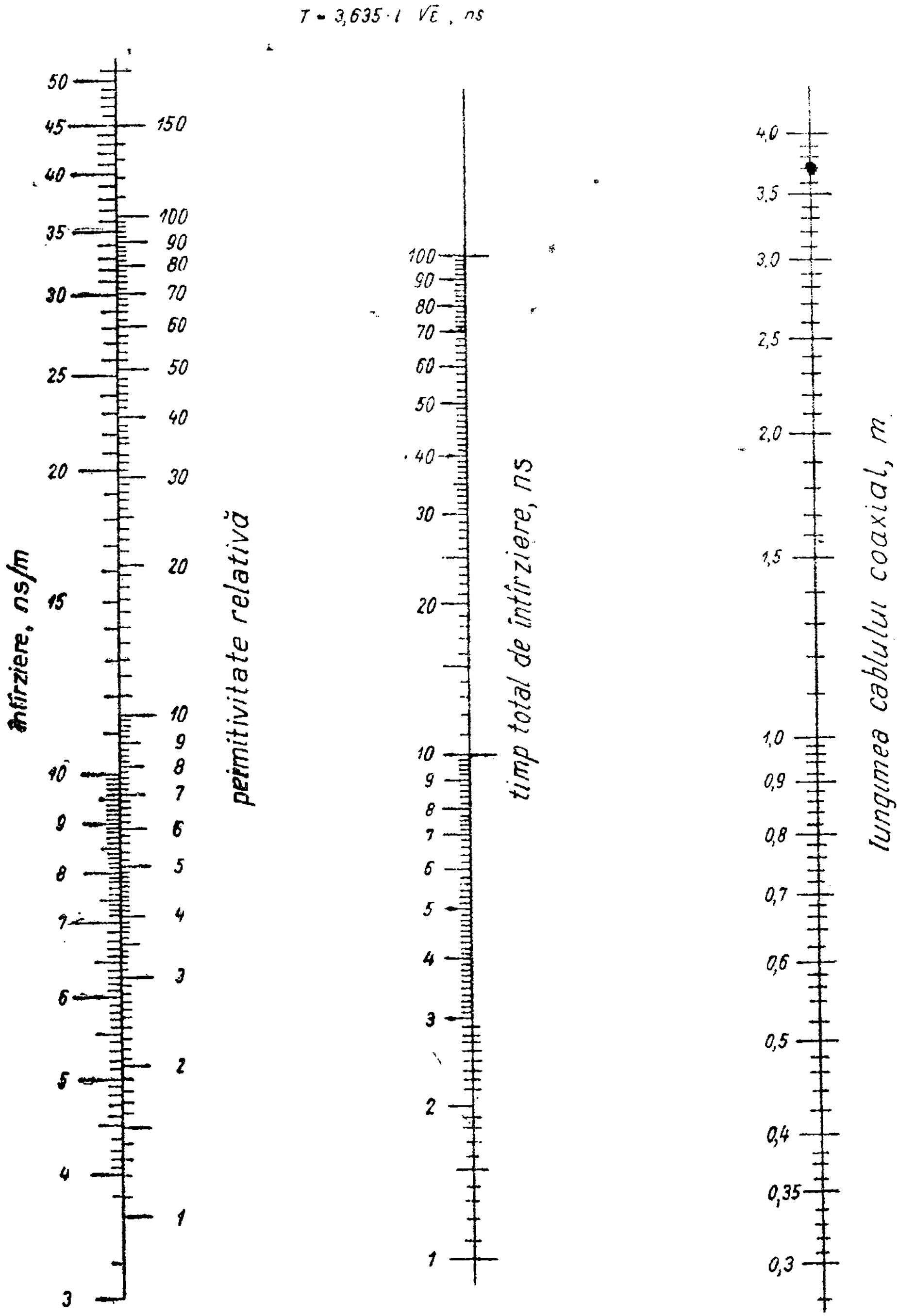


Fig. 2.67

ale lui *n*. Scările de frecvențe f_c și f au fost normalizate în așa fel încît prin mutarea virgulei pot fi utilizate la orice bandă de frecvențe. Se trage o linie de la partea de octavă a scării *n* către frecvența de referință de pe scara f_c. Citim pe scara f frecvența centrală a canalului următor. Punctul de pe scara *n*



T = 3,635 · l √ε , ns
întîrziere, ns/m
permitivitate relativă
timp total de întîrziere, ns
lungimea cablului coaxial, m

Fig. 2.68

îl considerăm punct de rotaţie şi rotim o dreaptă în aşa fel încît frecvenţa centrală a canalului anterior să fie egală cu frecvenţa de referinţă nouă. Citim pe scara *f* frecvenţa centrală a benzii de trecere care urmează, după care continuăm procedeul.

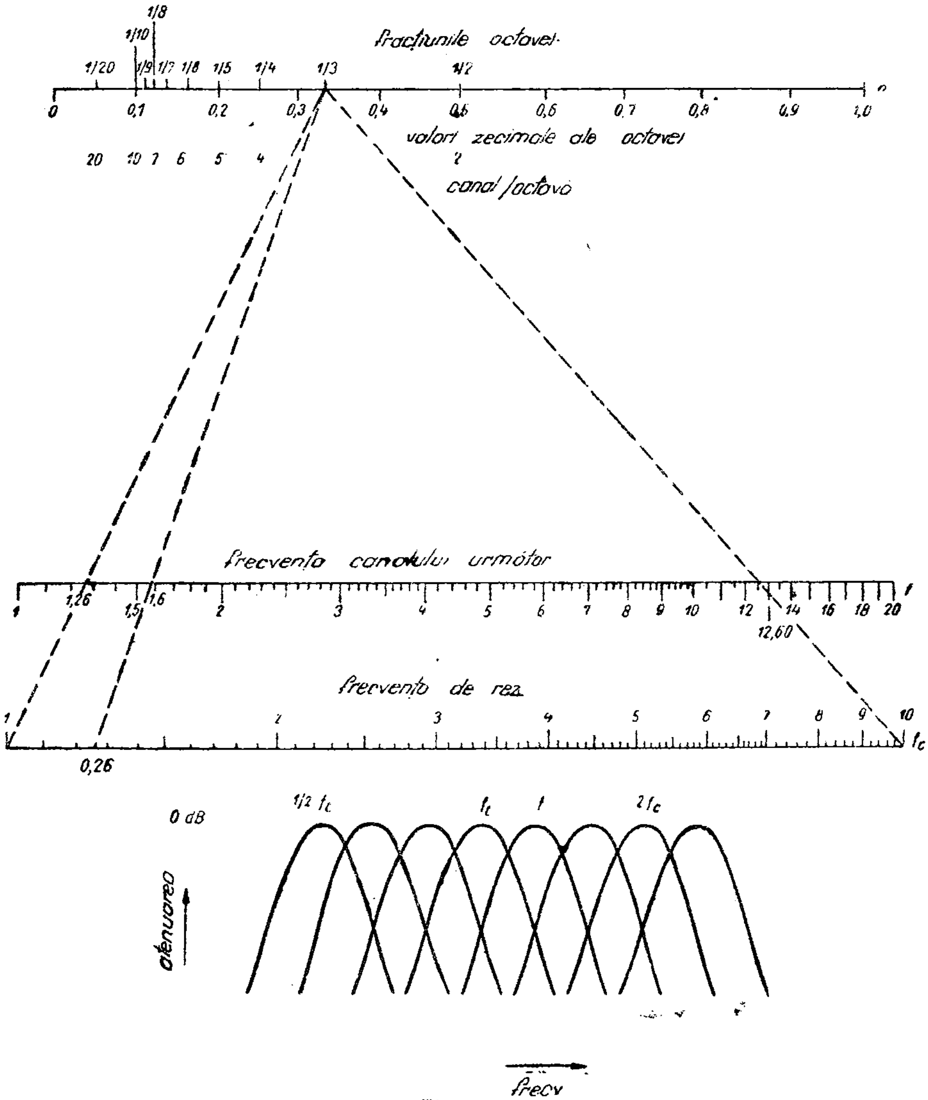


Fig. 2.69

Filtrul Collins este un cuadripol asimetric linear cu care se rezolvă probleme de adaptare în domeniul *RF*.

Posibilităţi de utilizare: obţinerea puterii optime de la emiţător la antenă; cuplaj cu atenuarea undelor armonice între etajul de comandă

și etajul final al emițătorului; cuplarea antenei la intrarea receptorului. La dimensionarea practică este necesară cunoașterea impedanțelor Z_1 și Z_2.

În vederea obținerii unei atenuări bune de unde armonice factorul de calitate nu poate să fie mai mare decît $Q = 10...20$.

Se consideră un cuadripol asimetric linear cu impedanțele Z_1 și Z_2. La calcul, inductivitatea L poate fi aleasă după dorință, dacă sînt satisfăcute următoarele condiții:

$$X_B = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

$$X_A = \frac{-Z_1 \cdot X_B}{Z_1 \pm \sqrt{Z_1 . Z_2 - X_B^2}}$$

$$X_C = \frac{-Z_1 \cdot X_B}{Z_2 \pm \sqrt{Z_1 \cdot Z_2 - X_B^2}}$$

Relația de transformare va fi:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{X_A(X_B + X_C)}{X_C(X_A + X_B)}$$

Condiția de rezonanță:

$$f_{(MHz)} = \frac{10^{12}}{2\pi L_{1(mH)} \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)_{(pF)}}$$

Puterea de pierdere în filtru:

$$P = \frac{P_{in} \cdot Z_1 \cdot X_B}{Q} \cdot \left(\frac{1}{Z^2} + \frac{1}{Z_2^2} \right)$$

unde:

Z_1 — impendanța de intrare în Ω

Z_2 — impedanța de ieșire în Ω

P_{in} — puterea de intrare în W

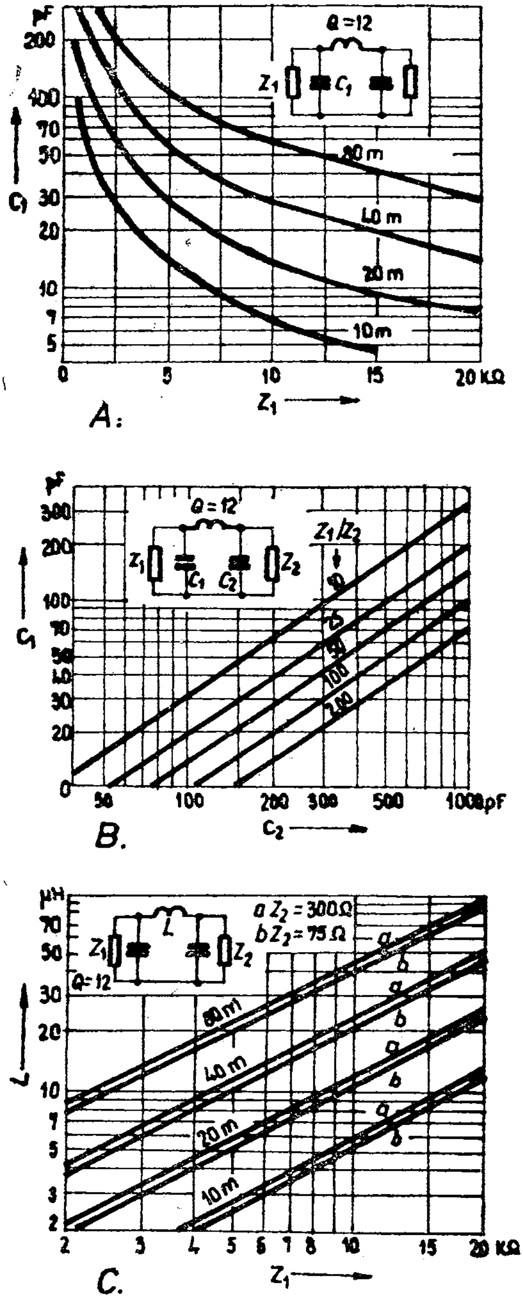


Fig. 2.70

P — puterea de pierderi în W

Q — factor de calitate al bobinei

$$X_A = \frac{1}{\omega C_1}\,; \quad X_B = \omega L\,; \quad X_C = \frac{1}{\omega C_2}$$

Calculele pot fi eliminate prin utilizarea nomogramelor din figura 2.70.

Cu ajutorul figurii 2.70.A se poate determina valoarea lui C_1, în funcție de diferite impedanțe de intrare pentru patru benzi diferite de unde scurte.

Cu ajutorul figurii 2.70.B se poate determina raportul Z_1/Z_2 și cu ajutorul valorii condensatorului de intrare determinată din figura 2.70 A se poate afla și valoarea lui C_2.

Cu ajutorul figurii 2.70.C poate fi determinată inductanța bobinelor în funcție de impedanțele de intrare și ieșire pentru diferite benzi RF. Aici

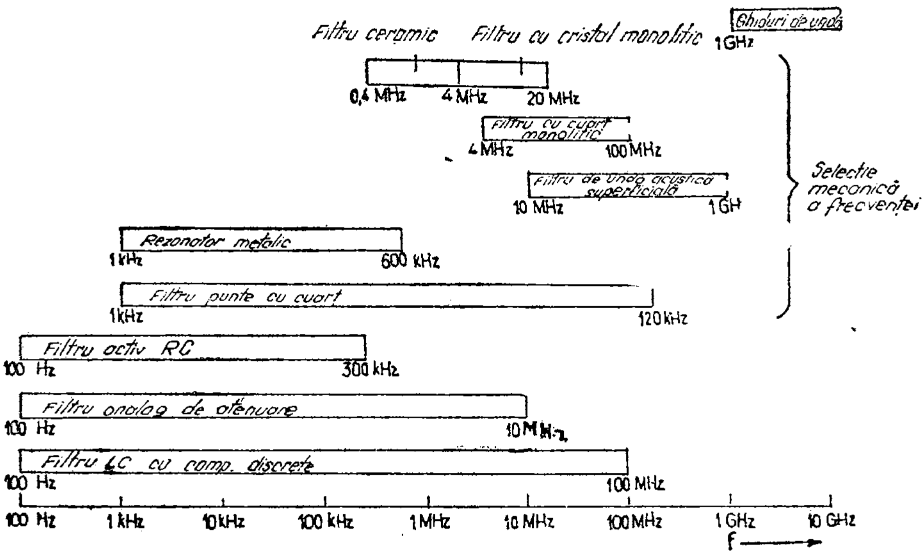


Fig. 2.71

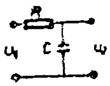
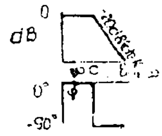
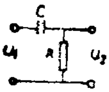
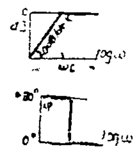
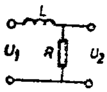
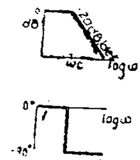
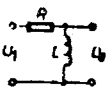
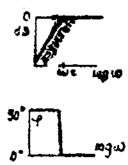
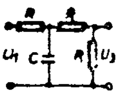
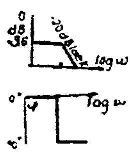
dreapta de impedanță de ieșire se dă pentru două valori uzuale de impedanță și anume: $a = Z_2 = 300$ și $b = Z_2 = 75$.

Figura 2.71 prezintă sintetic benzile de frecvență optime ale diferitelor tipuri de filtre.

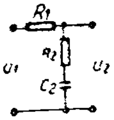
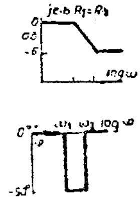
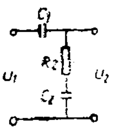
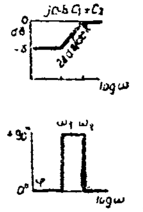
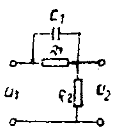
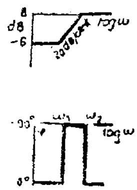
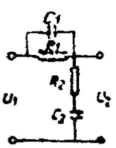
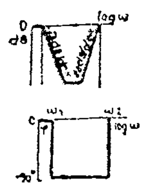
O altă categorie importantă de filtre pasive o constituie **filtrele de tip RC sau RL.** Tabelul 2.10 sintetizează structuri RC și RL indicînd caracteristicile și funcțiile de transfer corespunzătoare.

TABELUL 2.10

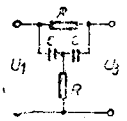
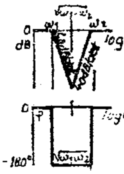
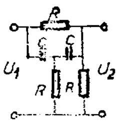
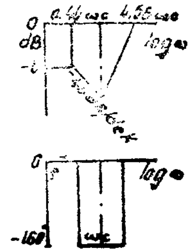
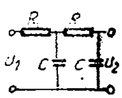
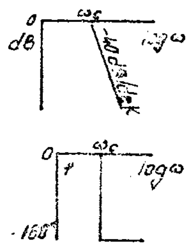
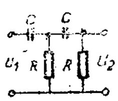
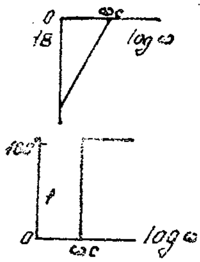
Structuri RC și RL

	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{1+j\omega T}$ $\omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{T}, \; f_0 = \frac{160\,000}{RC}$ $\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{\omega}{\omega_c} = \omega T; \; C = \frac{160\,000}{fR}$	
	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-j\frac{\omega_c}{\omega}} = \frac{j\omega T}{1+j\omega T}$ $\omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{T}; \; f_0 = \frac{160000}{RC}$ $\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{\omega_c}{\omega} = -\frac{1}{\omega T}. \; C = \frac{160000}{Rf}$	
	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{1+j\omega T}$ $\omega_c = \frac{R}{L} = \frac{1}{T}$ $\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{\omega}{\omega_c} = \omega T$	
	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-j\frac{\omega_c}{\omega}} = \frac{j\omega T}{1+j\omega T}$ $\omega_c = \frac{R}{L} = \frac{1}{T}$ $\mathrm{tg}\,\varphi = -\frac{\omega_c}{\omega} = -\frac{1}{\omega T}$	
	$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{3\left(1+j\frac{\omega}{\omega_c}\right)} = \frac{1}{3(1+j\omega T)}$ $\omega_c = \frac{3}{2RC} = \frac{1}{T}$ $\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{\omega}{\omega_c} = \omega T$	

TABELUL 2.10 (continuare)

	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{1+j\omega\frac{\omega}{\omega_2}}{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}=\frac{1+j\omega T_2}{1+j\omega T_1}$ $\omega_1=\frac{1}{(R_1+R_2)C_2}=\frac{1}{T_1}$ $\omega_2=\frac{1}{R_2C_2}=\frac{1}{T_2}$ pt. $R_1=R_2=0$; $\omega_1=\frac{\omega_2}{2}$ $\frac{U_2}{U_1}=1-\frac{0,5}{1-j\frac{\omega_1}{\omega}}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{1-j\frac{\omega_1}{\omega}}{1-j\frac{\omega_2}{\omega}}=\frac{T_2}{T_1}\cdot\frac{1+j\omega T_1}{1+j\omega T_2}$ $\omega_1=\frac{1}{R_2C_2}=\frac{1}{T_1}$ $\omega_2=\frac{1}{\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}R_2}=\frac{1}{T_2}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{\omega_1}{\omega_2}\cdot\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_2}}=\frac{T_2}{T_1}\cdot\frac{1+j\omega T_1}{1+j\omega T_2}$ $\omega_1=\frac{1}{R_1C_1}=\frac{1}{T_1}$ $\omega_2=\frac{1}{\frac{R_1\cdot R_2}{R_1+R_2}C_1}\quad\frac{1}{T_2}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)}{(j\omega)^2T_1\cdot T_2+j\omega(T_1+T_2+T_3)+1}$ $T_1=R_1C_1=\frac{1}{\omega_1}$ $T_2=R_2C_2=\frac{1}{\omega_2}$ $T_3=R_3C_3=\frac{1}{\omega_3}$	

TABELUL 2.10 (continuare)

	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{(j\omega)^2T_1.T_2+(j\omega)2T_1+1}{(j\omega)^2.T_1.T_2+(j\omega)(2T_1+T_2)+1}$ $T_1=R_1.C=\frac{1}{\omega_1}$ $T_2=R.C=\frac{1}{\omega_3}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{(1+j\omega T)^2}{(j\omega T)^2+(5j\omega T)+2}$ $T=RC=\frac{1}{\omega_c}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{1}{(j\omega T)^2+(3j\omega T)+1}$ $T=RC=\frac{1}{\omega_c}$	
	$\frac{U_2}{U_1}=\frac{(j\omega T)^2}{(j\omega T)^2+(3j\omega T)+1}$ $T=RC=\frac{1}{\omega_c}$	

2.4. CIRCUITE LOGICE

2.4.1. Sisteme de numerație

Sistemul zecimal este probabil cel mai răspîndit sistem numeric. Un număr, de exemplu 1985, poate fi compus în felul următor: digitul din dreapta sau ultimul digit semnificativ, *LSD*, (least significant digit), exprimă

de cîte ori trebuie luată puterea 10^0, următorul reprezintă multiplii lui 10^1 și așa mai departe pînă la digitul din stînga sau cel mai semnificativ digit, *MSD* (most significant digit) și care, în cazul de față, exprimă multiplii lui 10^3. Deci acest număr poate fi scris sub forma:

$$1985 = 1 \times 10^3 + 9 \times 10^2 + 8 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$

$$1985 = 1\,000 + 900 + 80 + 5$$

Orice număr întreg poate fi exprimat în felul acesta, pe cînd cantitățile fracționale pot fi exprimate în felul următor:

$$19{,}85 = 1 \times 10^1 + 9 \times 10^0 + 8 \times 10^{-1} + 5 \times 10^{-2}$$

$$19{,}85 = 10 + 9 + 8/10 + 5/100.$$

Avantajul sistemului zecimal, în comparație de exemplu cu numerele romane, este că, avînd o notație pozițională bazată pe puterile lui 10, operațiile matematice se simplifică foarte mult. De exemplu, deplasarea la stînga multiplică cu zece, în timp ce deplasarea la dreapta împarte cu zece:

1985 deplasare la stînga 19850

1985 deplasare la dreapta 198,5

În general un număr în bază r poate fi exprimat în felul următor:

$$a_n \times r^n + a_{n-1} \times r^{n-1} + \ldots a_2 \times r^2 + a_1 \times r + a_0 + a_{-1} \times r^{-1} + a_{-2} \times r^2 + \ldots +$$
$$+ a_{-m} \times r^{-m}$$

Coeficientul „a" poate să varieze între 0 și $r-1$. În sistemul binar de exemplu $r=2$, deci valorile pentru a sînt 0 și 1. În sistemul octal ($r=8$) avem 8 valori pentru a, între 0 și 7, în sistemul zecimal ($r=10$) avem 10 valori între 0 și 9 etc.

Tabelul 2.11 cuprinde numerele în diferite sisteme de numerație utilizînd pentru aceasta numai 10 simboluri pentru valorile numerație și 6 litere necesare în sistemul hexazecimal.

Sistemul binar este utilizat foarte mult în echipamentele digitale cu scopul de a simplifica echipamentele, deoarece bazîndu-ne pe puterile lui 2 avem de a face cu 2 digiți 0 și 1 și instrumentele pot să recunoască foarte ușor cele două stări elementare: conduce (1) nu conduce (0), nivel înalt (1), nivel jos (0) etc.

În general 0 și 1 în notația binară se numește „bit" care rezultă din contopirea cuvintelor „binary digit".

Ultimul digit semnificativ exprimă puterea 2^0 și deplasîndu-se spre stînga în continuare avem puterile crescătoare ale lui 2. Utilizînd indici negativi succesivi, cantitățile fracționale pot fi de asemenea reprezentate în sistemul binar, de exemplu:

$1{,}1101 = 1 \times 2^0 + 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4}$ care în sistemul zecimal poate fi scris:

TABELUL 2.11

Numere în diferite sisteme de numerație

Zecimal (Baza 10)	Binar (Baza 2)	Octal (Baza 8)	Hexazecimal (Baza 16)
$10^2 10^1 10^0$	$2^6 2^5 2^4 2^3 2^2 2^1 2^0$	$8^2 8^1 8^0$	$16^1 16^0$
0 0	0 0 0 0	0 0	0
0 1	0 0 0 1	0 1	1
0 2	0 0 1 0	0 2	2
0 3	0 0 1 1	0 3	3
0 4	0 1 0 0	0 4	4
0 5	0 1 0 1	0 5	5
0 6	0 1 1 0	0 6	6
0 7	0 1 1 1	0 7	7
0 8	1 0 0 0	1 0	8
0 9	1 0 0 1	1 1	9
1 0	1 0 1 0	1 2	A
1 1	1 0 1 1	1 3	B
1 2	1 1 0 0	1 4	C
1 3	1 1 0 1	1 5	D
1 4	1 1 1 0	1 6	E
1 5	1 1 1 1	1 7	F
1 0 0	1 1 0 0 1 0 0	1 4 4	6 4
1 2 7	1 1 1 1 1 1 1	1 7 7	7 F

$$1+\frac{1}{2}+\frac{1}{4}+0+\frac{1}{16}=1,8125$$

În general orice număr întreg zecimal se poate reprezenta în sistemul binar dar transformarea inversă implică anumite aproximări. Eroarea depinde de numărul de digiți binari folosiți și acesta este mic în practică. Dar aceasta nu înseamnă că sistemul binar este mai puțin exact decît cel zecimal dar sînt necesare mai mulți digiți pentru a reprezenta o cantitate cu precizia cerută.

Sistemul octal este larg utilizat în tehnica calculatoarelor. O caracteristică particulară a sistemului octal este o conversie tehnică simplă între sistemul binar și cel octal. Acest sistem cuprinde următoarele caractere: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Valori mai mari de 7 în sistemul octal se exprimă cu ajutorul mai multor digiți, de exemplu:

$$765_8=7\times8^2+6\times8^1+5\times8^0=7\times64+6\times8+5\times1=501_{10}$$

Deoarece baza sistemului octal este $8=2^3$ este foarte ușor de convertit un număr din octal în binar folosind următorul tabel de conversie:

000=0	100=4
001=1	101=5
010=2	110=6
011=3	111=7

Exemplu : 101011 în sistemul binar este

$$1 \times 2^5 + 1 \times 2^3 + 1 + 2^1 + 1 \times 2^0 = 43_{10}$$

53 în octal este

$$5 \times 8^1 + 3 \times 8^0 = 43_{10}$$

Sistemul hexazecimal este de asemenea foarte mult utilizat în tehnica calculatoarelor mai ales la microprocesoare deoarece este o formă eficientă de numărare și e ușor de convertit în sistemul binar pentru că baza sistemului $r=16=2^4$, iar caracterele utilizate sînt: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F

De exemplu: numărul hexadecimal A82E în sistemul zecimal este:

$$A \times 16^3 = 40\,960 \text{ în zecimal}$$

$$+8 \times 16^2 = 2\,048 \text{ în zecimal}$$

$$+2 \times 16^1 = 32 \text{ în zecimal}$$

$$+E \times 16^0 = 14 \text{ în zecimal}$$

$$43\,054$$

Conversia sistemelor numerice

a) **Binar în octal și apoi în zecimal**

— Numărul scris în binar se grupează cîte trei digiți, adăugîndu-se zerouri nesemnificative unde este cazul:

— Se înlocuiesc grupele astfel obținute cu cifrele octale corespunzătoare, obținîndu-se expresia numărului în baza 8;

— Se înmulțește cel mai semnificativ digit (din octal) cu 8;

— Se adaugă la acest produs următorul digit semnificativ și se înmulțește cu 8;

— Se repetă operația pînă la ultimul digit semnificativ (*LSD*);

— Se adaugă valoarea ultimului digit semnificativ la acest produs;

— Rezultatul este numărul în baza zece și reprezintă conversia corespunzătoare a numărului binar inițial.

Exemplu : Binar 111/011/101/001

Octal 7 3 5 1

Conversia $[(7 \times 8+3) \times 8+5] \times 8+1=3817_{10}$

Această procedură este valabilă și pentru cantități fracționale.

Exemplu :

Binar 111/011 , 101/001

Octal 7/3/ , 5/1

Conversia $(7 \times 8+3)+(1 \cdot 8^{-1}+5)8^{-1} = 59, 641$

b) **Zecimal în octal/binar**

— Se împarte numărul zecimal cu 8, ceea ce rămîne se notează cu r_1.
— Se împarte cîtul cu 8 și ceea ce rămîne se notează cu r_2.
— Se repetă operația a 2-a pînă cînd cîtul va fi 0.
Atunci numărul căutat este $r_n r_{n-1} \ldots r_2 r_1$.
Exemplu : zecimal $3\,817_{10}$

```
3817 : 8 = 477 : 8 = 59 : 8 = 7 : 8 = 0
32         40        56        0
‾‾         ‾‾        ‾‾        ‾
 61        77         3 = r3   7 = r4
 56        72
 ‾‾        ‾‾
  57        5 = r2
  56
  ‾‾
   1 = r1
```

Rezultă deci în octal (7 351) sau în binar 111/011/101/001.
Fracțiile zecimale pot fi convertite în fracții binar/octal sau hexazecimal prin metode similare, exceptînd cazul cînd se multiplică în loc de împărțire și se pune partea întreagă în locul cîtului.

Exemplu :

```
59.641₁₀                  0,641 ×8 = 5,128
59 : 8 = 7 : 8 = 0        0,128 ×8 = 1,024
56       0                0,024 ×8 = 0,192
‾‾       ‾
 3       7                0,192 ×8 = 1,536
```

Rezultă 73.5101 (octal) sau 111/011 . 101/001/000/001 (binar).
c) **Zecimal în hexazecimal.** O metodă de conversie constă în utilizarea tabelului 2.12 care conține numerele hexazecimale și corespondentul lor zecimal și invers.
Exemplu : Să considerăm numărul zecimal 43 054. În tabelul 2.12 se caută un număr apropiat de acesta dar care este mai mic decît numărul dat. În cazul nostru acesta este 40 960. Coloana care conține acest număr ne dă valoarea indexului de 3 și rîndul ne dă numărul hexazecimal corespunzător, A. Acum se scade numărul găsit din cel inițial, adică 43 054—40 960=2 094, și din nou se caută în tabel numărul corespunzător, care este cel mai apropiat de acesta dar mai mic și așa mai departe. Se repetă operația pînă cînd se termină conversia.
Sintetizat, procesul se prezintă sub forma :

Număr zecimal	Digit hexazecimal	Valoare index
43 054	A	3
—40 960		
2 094		
— 2 048	8	2
46		
—32	2	1
14	E	0

TABELUL 2.12

Conversia zecimal/hexazecimal și invers

Digid Hexazecimal	Valoarea indexului				
	0	1	2	3	4
0	0	0	0	0	0
1	1	16	256	4 096	65 536
2	2	32	512	8 192	131 072
3	3	48	768	12 288	196 608
4	4	64	1 024	16 384	262 144
5	5	80	1 280	20 480	327 680
6	6	96	1 536	24 576	393 216
7	7	112	1 792	28 672	458 752
8	8	128	2 048	32 768	524 288
9	9	144	2 304	36 864	589 824
A	10	160	2 560	40 960	655 360
B	11	176	2 816	45 056	720 896
C	12	192	3 072	49 152	786 432
D	13	208	3 328	53 248	851 968
E	14	224	3 584	57 344	917 504
F	15	240	3 840	64 440	983 040

Valori zecimale

TABELUL 2.13

Conversia hexazecimal/binar

Hexazecimal	Binar
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
A	1010
B	1011
C	1100
D	1101
E	1110
F	1111

Deci numărul hexazecimal *A* 82 *E* este echivalentul numărului lui zecimal 43 054.

d) **Hexazecimal în zecimal.** Pentru această conversie se utilizează tot tabelul 2.12. **Exemplu :** să considerăm numărul hexazecimal *A* 82 *E*. Valorile indexurilor vor fi : 3 210, adică :

Valoare index	3	2	1	0
digit	*A*	8	2	*E*

La intersecția coloanei 3 cu rîndul corespunzător numărului hexazecimal *A* găsim valoarea numărului zecimal 40 960.

Această procedură se continuă pînă cînd se găsește echivalentul fiecărei perechi index/digit.

Index	Digit	Valoare zecimală
3	A	40 960
2	8	2 048
1	2	32
0	E	14
		43 054

adică 43 054 este numărul zecimal echivalentul numărului hexadecimal *A* 82 *E*.

e) **Hexazecimal în binar.** Sistemul hexazecimal are ca bază 16 iar sistemul binar numărul 2, dar $16=2^4$, rezultă că digit 1 are valoarea indexului

4, adică întreg domeniul hexazecimal de la 0 la *F* poate fi reprezentat prin 4 digiți binari. Tabelul 2.13 conține echivalentul binar al fiecărui număr hexazecimal și cu ajutorul lui se poate efectua conversia.
Conversia se efectuează în felul următor: se caută în tabel echivalentul binar al fiecărui digit hexazecimal și se scriu unul după altul,

Exemplu :

hexazecimal	A	8	2	*E*
binar	1 010	1 000	0010	1110

deci numărul binar corespunzător lui *A*82*E* este 1 010 1 000 0010 1110.

f) **Binar/hexazecimal.** Se împarte numărul binar în grupuri de 4 digiți pornind de la dreapta la stînga și dacă este necesar se adaugă zerouri la ultima grupă din stînga ca să obținem un grup de 4 digiți binari. Cu ajutorul tabelului se găsesc digiți hexazecimali corespunzători fiecărui grup de 4 digiți binari.

Conversia cea mai des utilizată este cea zecimal / binar sau binar/zecimal, deoarece $8=2^3$ și $16=2^4$, deci atît sistemul octal cît și cel hexazecimal poate fi convertit ușor în binar. În afară de procedura prezentată pentru conversia zecimal/binar și invers, există și alte modalități, coduri de conversie zecimal binar, în funcție de necesități. De exemplu, în unitatea aritmetică de calcul al calculatoarelor electronice se utilizează mai mult codul cu exces 3. Tabelul 2.14 cuprinde diferite coduri pentru conversia zecimal/binar și invers.

TABELUL 2.14

Coduri pentru conversia zecimal /binar

8421	2421	5421	5311	Excess — 3	Gray	XS — 3 Gray
0 0000	0000	0000	0000	0011	0000	0010
1 0001	0001	0001	0001	0100	0001	0110
2 0010	0010	0010	0011	0101	0011	0111
3 0011	0011	0011	0100	0110	0010	0101
4 0100	0100	0100	0101	0111	0110	0100
5 0101	1011	1000	1000	1000	0111	1100
6 0110	1100	1001	1001	1001	0101	1101
7 0111	1101	1010	1011	1010	0100	1111
8 1000	1110	1011	1100	1011	1100	1110
9 1001	1111	1100	1101	1100	1101	1010

Sistemul binar operează cu variabilele 0 și 1 care corespund valorilor logice „DA" și „NU". Numerele în sistemul binar pot fi codificate atît serie cît și paralel.

Figura 2.72 prezintă cele două modalități de codificare pentru numere binare.

Tabelul 2.15 cuprinde legile de bază ale **algebrei booleene.**

TABELUL 2.15

Legile de bază ale algebrei booleene.

$\bar{0} = 1$	$x + 0 = x$	$x.0 = 0$
$\bar{1} = 0$	$x + 1 = 1$	$x.1 = x$
$\bar{\bar{x}} = x$	$x + x = x$	$x.x = x$
	$x + \bar{x} = 1$	$x.\bar{x} = 0$
comutativitate		
$xy = xy$	$x + y = y + x$	
asociativitate		
$xyz = x(yz) = y(xz) = z(xy)$		
$x + y + z = x + (y + z) = y + (x + z) = z + (x + y)$		
distributivitate		
$x(y + z) = xy + xz$		$(x + y)(x + z) = x + yz$
absorbție		
$x + xy = x$	$x + \bar{x}y = x + y$	$x(\bar{x} + y) = xy$
Legile lui Morgan		
$\overline{x + y + z + \dots + N} = \bar{x}.\bar{y}.\bar{z}\dots\bar{N}$		
$\overline{x.y.z.\dots N} = \bar{x} + \bar{y} + \bar{z} + \dots + \bar{N}$		

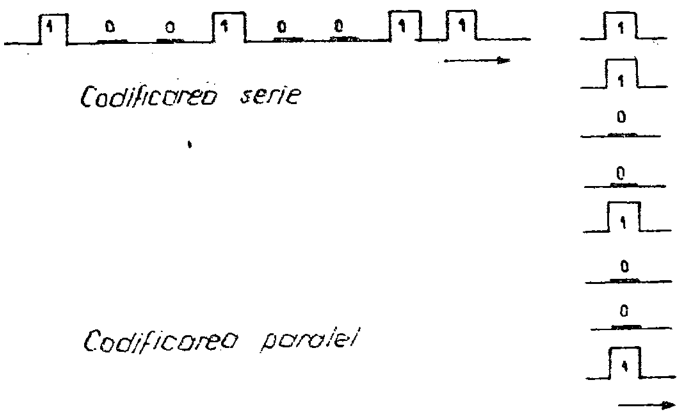


Fig. 2.72

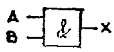
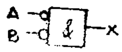
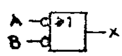
2.4.2. Funcții și circuite logice

Cu ajutorul relațiilor algebrice pot fi construite funcții logice.

Tabelul 2.16 cuprinde diferite variante ale funcțiilor *AND* (*ȘI*) și *OR* (SAU), funcția booleană corespunzătoare și tabelul de adevăr.

TABELUL 2.16

Variante ale funcțiilor ȘI și SAU

Funcția booleană	Circuit			Funcția booleană
	ȘI	A B X	SAU	
$X=AB$		0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1		$X=\overline{\overline{A}+\overline{B}}$
$X=\overline{A}B$		0 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0		$X=\overline{A+\overline{B}}$
$X=\overline{A}\,\overline{B}$		0 0 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0		$X=\overline{A+B}$
$X=\overline{\overline{A}\,\overline{B}}$		0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1		$X=A+B$
$X=\overline{\overline{A}B}$		1 1 1 1 0 1 0 1 0 1 1 1		$X=A+\overline{B}$
$X=\overline{AB}$		0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0		$X=\overline{A}+\overline{B}$

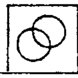
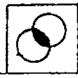
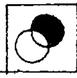
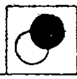
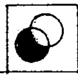
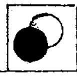
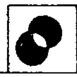
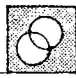
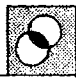
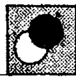
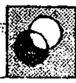
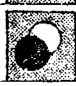
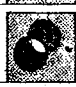
Pentru a vedea cum acționează diferite legi și funcții logice din algebra booleană într-un caz concret, se dă tabelul 2.17, unde pentru o mai bună înțelegere a acestor funcții se arată și diagrama Venn corespunzătoare fiecărei funcții.

Pe baza relațiilor algebrei booleene se pot construi și alte elemente logice.

Figura 2.73 cuprinde simboluri utilizate pentru principalele elemente logice. Datorită faptului că pentru același element logic de multe ori s-au folosit simboluri foarte diferite, s-a introdus standardizarea și pentru aceste simboluri. La ora actuală se utilizează trei mari categorii de simboluri pentru

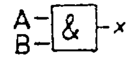
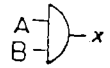
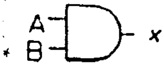
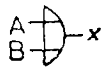
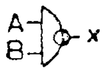
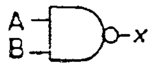
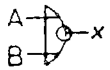
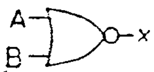
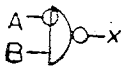
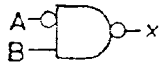
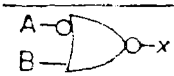
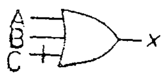
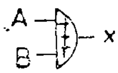
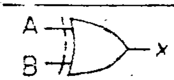
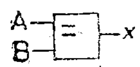
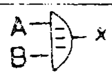
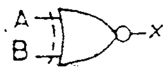
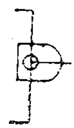
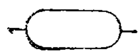
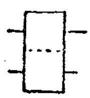
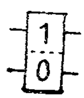
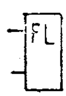
TABELUL 2.17

Diferite legi și funcții logice

Nr.	Denumirea	Notația	$x = F(A,B)$ pr $A = 0011$ $B = 0101$	Diagrama Venn
0	Zero fals	0	$x = 0000$	
1	Și, conjuncție	$A \cdot B$ (m_3)	$x = 0001$	
2	Excludere	$A \cdot \bar{B}$ (m_2)	$x = 0010$	
3	Identitate	A	$x = 0011$	
4	Excludere	$\bar{A} \cdot B$ (m_1)	$x = 0100$	
5	Identitate	B	$x = 0101$	
6	OR exclusiv	$A \oplus B$	$x = 0110$	
7	OR, disjuncție	$A + B$ (M_3)	$x = 0111$	
8	NOR (sau-nu)	$\overline{A + B}$ (m_0)	$x = 1000$	
9	Echivalență	$A \equiv B$	$x = 1001$	
10	Negație (inversare)	$\bar{B}$	$x = 1010$	
11	Includere	$A + \bar{B}$ (M_2)	$x = 1011$	
12	Negație inversare	$\bar{A}$	$x = 1100$	
13	Includere	$\bar{A} + B$ (M_1)	$x = 1101$	
14	NAND (și-nu)	$\overline{A \cdot B}$ (M_0)	$x = 1110$	
15	Unitate, adevăr	1	$x = 1111$	

TABELUL 2.18

Simbolurile elementelor logice

Circuit	Norma CEI	DIN 40700	Standard american	Fucția booleană
1	2	3	4	5
AND (ȘI)				$X = AB$
OR (SAU)				$X = A + B$
NAND (ȘI–NU)				$X = \overline{AB}$
NOR (SAU–NU)				$X = \overline{A + B}$
NAND cu o intrare negată				$X = \overline{\bar{A}B}$
NOR cu o intrare negată				$X = \overline{\bar{A} + B}$
Poartă inhibată (interzisă)				$X = (A + B)\bar{C}$
OR exclusiv				$X = A\bar{B} + \bar{A}B$ $A \oplus B$
Comparator				$X = AB + \bar{A}\bar{B}$ $A \equiv B$
AND distribuit				
OR distribuit				
Întirziere				
Bistabil				

elemente logice conform normelor *CEI*, normelor *DIN* și standardelor americane care sînt sintetizate în tabelul 2.18 împreună cu funcția booleană corespunzătoare.

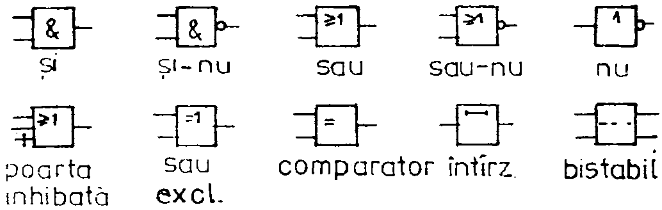


Fig. 2.73

În practică aceste circuite logice pot fi realizate atît cu elemente semiconductoare cît și cu alte dispozitive (întrerupătoare, becuri etc.). **Realizarea circuitelor logice** cu diode semiconductoare sau cu tranzistoare se bazează pe proprietatea acestor dispozitive de a lucra în regim de comutație sub acțiunea unor semnale, de regulă impulsuri de tensiune sau curent.

În funcție de tehnica utilizată pentru realizarea acestor circuite logice în tehnica *DL* (Diode Logic), ca circuitele din figura 2.74, circuite logice în tehnica *DTL* (Diode Transistor Logic) — figura 2.75, circuite *RTL* (Resistor Transistor Logic) — figura 2.76, circuite *DCTL* (Direct Coupled Transistor Logic) — figura 2.77 etc.

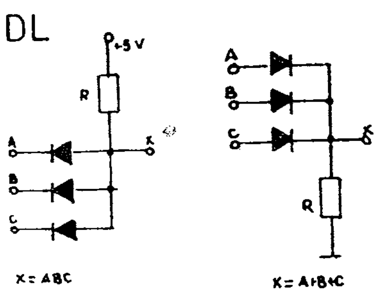


Fig. 2.74

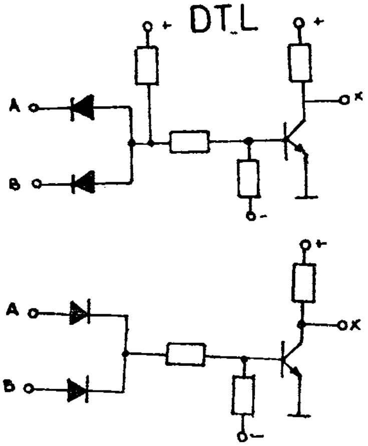


Fig. 2.75

În cele ce urmează sînt prezentate **principalele circuite logice utilizate în tehnica digitală.**

Figura 2.78 reprezintă simbolul și circuitul echivalent pentru **poarta AND (ȘI).**

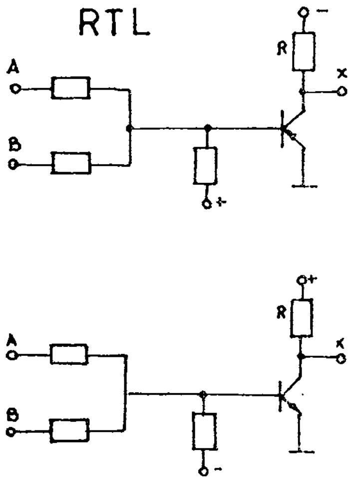


Fig. 2.76

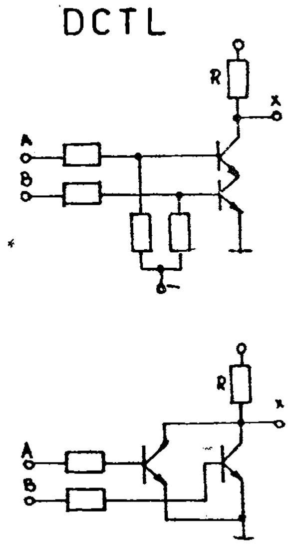


Fig. 2.77

Funcția booleană se exprimă sub forma $X = ABC$ iar tabelul de adevăr este **I**.

Circuitul logic OR (SAU) are simbolul și circuitul echivalent reprezentat în figura 2.79, avînd funcția booleană $X=A+B+C$ iar tabelul de adevăr este II.



Fig. 2.78

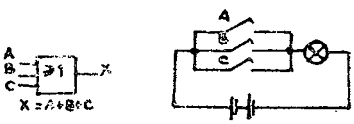


Fig. 2.79

I

A	B	C	X
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	1

II

A	B	C	X
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1



Fig. 2.80

În figura 2.80 este reprezentat simbolul și circuitul echivalent al **funcției logice „NU"** sau negație de forma $X=\bar{A}$ cu tabelul de adevăr III.

III

A	X
0	1
1	0

IV

A	B	C	X
0	0	0	1
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	0

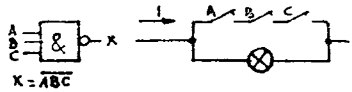


Fig. 2.81

Figura 2.81 reprezintă simbolul, circuitul echivalent al **porții NAND (ȘI—NU)** avînd funcția booleană $X=\overline{ABC}$ iar tabelul de adevăr IV.

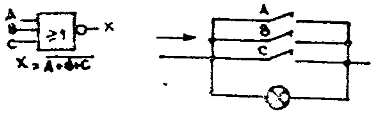


Fig. 2.82

V

A	B	C	X
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	0

Figura 2.82 reprezintă același lucru pentru **poarta NOR, (SAU — NU)**, cu funcția logică de forma $X=\overline{A+B+C}$, avînd tabelul de adevăr V

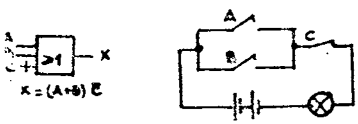


Fig. 2.83

VI

A	B	C	X
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	0

În figura 2.83 se reprezintă simbolul și circuitul echivalent pentru **poarta interzisă (inhibată)**. Acest circuit are funcția booleană de forma $X=(A+B)\overline{C}$ iar tabelul de adevăr VI

Figura 2.84 reprezintă poarta interzisă, privită ca o combinație de porți AND și OR.

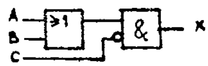


Fig. 2.84

În figura 2.85 se reprezintă simbolul și circuitul echivalent pentru **poarta OR—EXCLUSIV cu trei intrări** avînd funcția booleană de forma $X=A\overline{BC}+\overline{A}B\overline{C}+\overline{AB}C$, și tabelul de adevăr VII

A	B	C	X
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	0
0	0	1	1
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	0

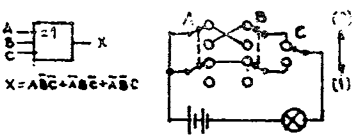


Fig. 2.85

VIII

A	B	X
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

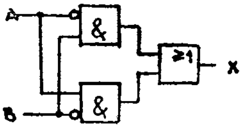


Fig. 2.86

Figura 2.86 reprezintă **poarta OR—EXCLUSIV cu două intrări** privită ca o combinație a două porți AND și o poartă OR.

În acest caz tabelul de adevăr se modifică în VIII

Simbolul și circuitul echivalent pentru **poarta COMPARAȚIE cu trei intrări** este reprezentat în figura 2.87.

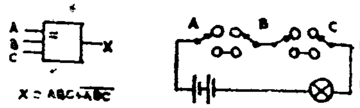


Fig. 2.87

Funcția booleană se exprimă în felul $X=ABC+\overline{A}\overline{B}\overline{C}$, iar tabelul de adevăr sub forma IX

IX

A	B	C	X
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	1

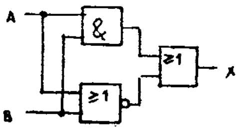


Fig. 2.88

X

A	B	X
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Figura 2.88 reprezintă **poarta COMPARAȚIE cu două intrări** privită ca o combinație de poartă AND și două porți OR.

În acest caz tabelul de adevăr se modifică în X

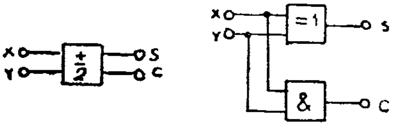


Fig. 2.89

$$S=X\overline{Y}+\overline{X}Y$$

$$C=XY$$

XI

X	Y	S	C*
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

*C—carry (transport)

În figura 2.89 se reprezintă diagrama logică a **semiSUMATORULUI** care are tabelul de adevăr XI

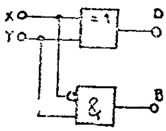


Fig. 2.90

$$S=\overline{X}\overline{Y}Z+\overline{X}Y\overline{Z}+X\overline{Y}\overline{Z}+XYZ$$

$$C=XY+XZ+YZ$$

XII

X	Y	C	S	C
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
0	1	0	1	0
1	1	0	0	1
0	0	1	1	0
1	0	1	0	1
0	1	1	0	1
1	1	1	1	1

Figura 2.90 reprezintă diagrama circuitului **SCĂZĂTOR** cu tabelul de adevăr XII

XIII

În figura 2.91 se reprezintă diagrama logică a circuitului **SUMATOR**, care are tabelul de adevăr XIII

$$D=X\overline{Y}+\overline{X}Y$$

$$B=\overline{X}Y$$

X	Y	D	B*
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	1
1	1	0	0

*D — Diferenţă
B — Borrow (împrumutat)

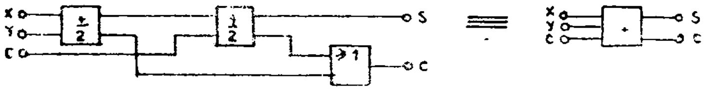


Fig. 2.91

XIV

X	Y	B	D	B
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
0	1	0	1	1
1	1	0	0	0
0	0	1	1	1
1	0	1	0	0
0	1	1	0	1
1	1	1	1	1

$$D=\overline{X}\overline{Y}Z+\overline{X}Y\overline{Z}+X\overline{Y}\overline{Z}+XYZ$$

$$B=XY+XZ+YZ$$

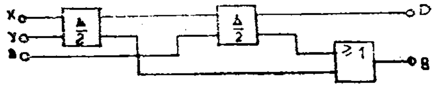


Fig. 2.92

În figura 2.92 se reprezintă diagrama logică a circuitului **SCĂZĂTOR**, cu tabelul de adevăr XIV

În figura 2.93 se reprezintă diagrama logică a circuitului **SUMATOR SCĂZĂTOR** unde pentru sumator avem SUB=„0" iar pentru scăzător SUB==1, iar D şi S se exprimă cu relaţiile $D=X-Y-B$; $S=X+Y+C$.

Tabelul de adevăr al acestui circuit se prezintă sub forma **XV**

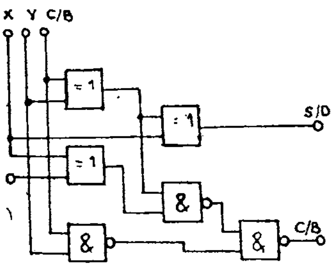


Fig. 2.93

XV

X	Y	C/B	Sumator Sub=„0" S	Sumator Sub=„0" C	Scăzător Sub=„1" D	Scăzător Sub=„1" B
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1
Operaţie			$X+Y+C$		$X-Y-B$	

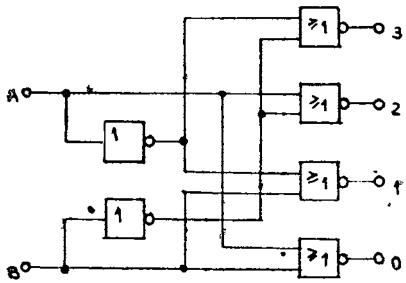


Fig. 2.94

În figura 2.94 se reprezintă diagrama logică a unui **DECODOR** 1—4 cu tabelul deadevăr XVI

XVI

A	B	0	1	2	3
0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

iar în figura 2.95 se reprezintă diagrama logică a unui **CODOR** octal-binar tabelul de adevăr în acest caz va fi XVII

XVII

Octal								Binar		
D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0	B_2	B_1	B_0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

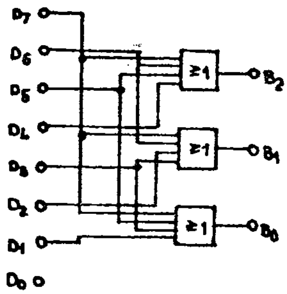


Fig. 2.95

În figura 2.96 se reprezintă diagrama logică a unui **CONVERTOR din codul 1, 2, 4, 8 în codul 1, 2, 4, 2** care are tabelul de adevăr XVIII

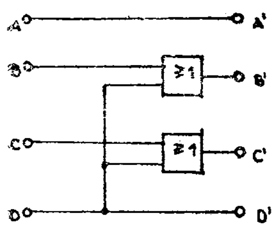


Fig. 2.96

XVIII

	NBCD				1242			
	D	C	B	A	D′	C′	B′	A′
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	1	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	0	1	1	1	0	1	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	0
9	1	0	0	1	1	1	1	1

O altă categorie de circuite logice sînt **circuitele basculante bistabile**, care la rîndul lor pot fi de mai multe tipuri.

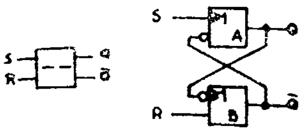


Fig. 2.97

În figura 2.97 se reprezintă simbolul şi diagrama logică a unui **BISTABIL RS**, care are tabelul de adevăr XIX

XIX

S	R	Q	$\overline{Q}$
↓1	0	1	0
0	↓0	1	0
0	1	0	1
↓0	↓0	0	1
1	0	1	0
1	1	nedefinit	

Figura 2.98 reprezintă simbolul şi diagrama unui **BISTABIL RS comandat de impulsuri de tact.**

Un astfel de bistabil are tabelul de adevăr XX

XX

Condiţii iniţiale		Intrare		După tact	
Q	$\overline{Q}$	S	R	Q	$\overline{Q}$
0	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	Nedefinit	
1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	Nedefinit	

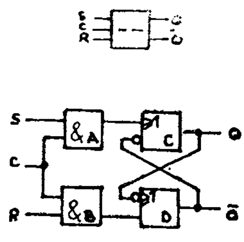


Fig. 2.98

În figura 2.99 se reprezintă simbolul şi diagrama logică al unui **BISTABIL tip D**, iar în figura 2.100 acelaşi lucru pentru **BISTABIL JK**, care are tabelul de adevăr XXI

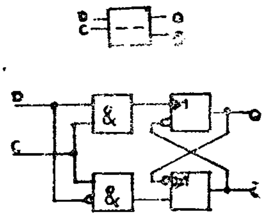


Fig. 2.99

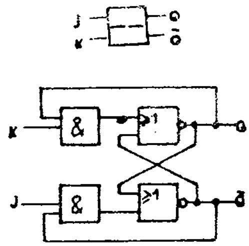


Fig. 2.100

XXI

J	K	Q	$\overline{Q}$
0	0	Nu schimbă	
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	Complement	

XXII

Q	J	K	Q(t + 1)
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

Figura 2.101 reprezintă simbolul şi diagrama logică pentru **BISTABILUL JK comandat de impulsuri de tact.** În acest caz tabelul de adevăr va fi XXII

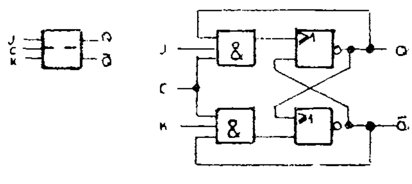


Fig. 2.101

Simbolul şi diagrama logică de pe figura 2.102 se referă la un **BISTABIL JK TIP T comandat de impulsuri de tact.**

Acest tip de bistabil are tabelul de adevăr XXIII

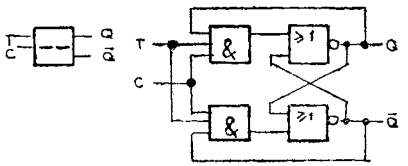


Fig. 2.102

XXIII

Q	T	Q(t+1)
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Altă categorie de circuite logice larg utilizate în tehnica digitală sînt **numărătoarele** care, ca şi bistabilii sînt de mai multe tipuri.

În figura 2.103 se reprezintă diagrama logică şi diagrama de impulsuri pentru un **NUMĂRĂTOR binar asincron în sus.**

Acest tip de numărător are tabelul de adevăr XXIV

XXIV

Intrare	C	B	A
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8=0	0	0	0

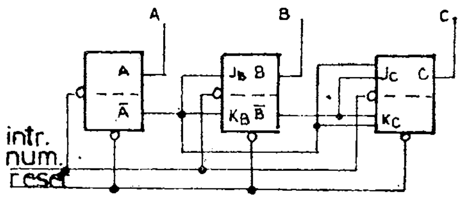


Fig. 2.103

XXV

Intrare	C	B	A	Intrările condiţionate după semnalul tact J_B	K_B	J_C	K_C
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	1	0	0
2	0	1	0	0	0	0	0
3	0	1	1	1	1	1	1
4	1	0	0	0	0	0	0
5	1	0	1	1	1	0	0
6	1	1	0	0	0	0	0
7	1	1	1	1	1	1	1
8=0	0	0	0	0	0	0	0

Notă : $J_a = A$ $J_c = A.B$

$K_a = A$ $K_c = A.B$

Figura 2.104 reprezintă diagrama logică şi diagrama de impulsuri pentru un **NUMĂRĂTOR binar sincron în sus,** care are tabelul de adevăr XXV

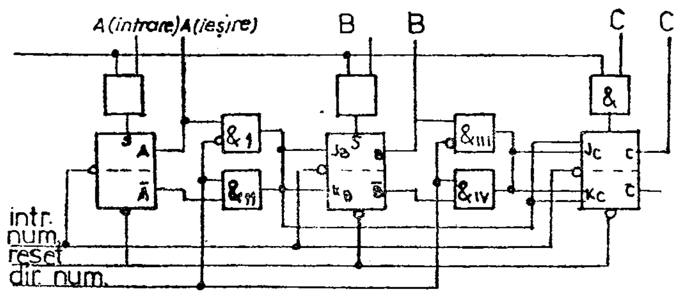


Fig. 2.104

În figura 2.105 se reprezintă diagrama logică a unui **NUMĂRĂTOR binar asincron în jos,** cu tabelul de adevăr XXVI

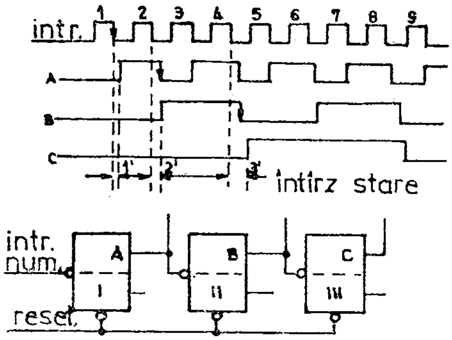


Fig. 2.105

XXVI

Intrare	C	B	A
8=0	0	0	0
7	1	1	1
6	1	1	0
5	1	0	1
4	1	0	0
3	0	1	1
2	0	1	0
1	0	0	1
0	0	0	0

Figura 2.106 reprezintă diagrama logică a unui **NUMĂRĂTOR binar sincron în jos.** Cu notațiile:

$J_B=\overline{A}$ $\quad J_C=\overline{A}.\overline{B}$

$K_B=\overline{A}$ $\quad K_C=\overline{A}.\overline{B}$

tabelul de adevăr va fi XXVII

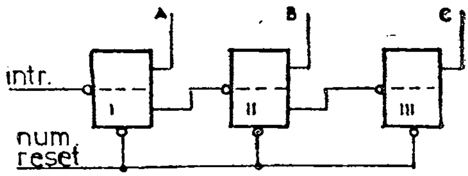


Fig. 2.106

XXVII

Intrare	C	B	A	Intrările condiționate după semnalul tact J_a	K_a	J_c	K_c
8=0	0	0	0	1	1	1	1
7	1	1	1	0	0	0	0
6	1	1	0	1	1	0	0
5	1	0	1	0	0	0	0
4	1	0	0	1	1	1	1
3	0	1	1	0	0	0	0
2	0	1	0	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	1

Figura 2.107 reprezintă diagrama logică a unui **NUMĂRĂTOR binar sincron reversibil** cu intrările preselectate, pentru care tabelul de adevăr este XXVIII

XXVIII

	J_B	K_B	J_C	K_C
Înainte	A	A	$A.B$	$A.B$
Revers	$\bar{A}$	$\bar{A}$	$\bar{A}.\bar{B}$	$\bar{A}.\bar{B}$

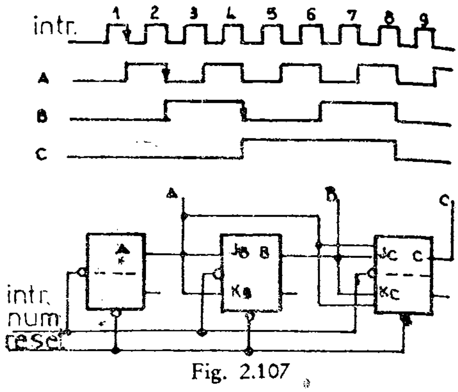


Fig. 2.107

Figura 2.108 conține diagrama logică și diagrama împulsurilor pentru un **NUMĂRĂTOR sincron modulo-3.**
Notînd $J_A=\bar{B}$ $K_A=\bar{B}$ tabelul de adevăr este :
$J_B=A$ $K_B=\bar{A}$

XXIX

Intrare	B	A
0	0	0
1	0	1
1	1	0
3=0	0	0

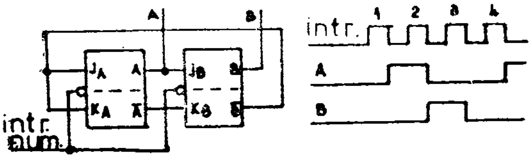


Fig. 2.108

XXX

Intrare	C	B	A	K_A	J_C	
0	0	0	0	0	0	
1	0	1	1	0	1	
2	1	1	1	1	1	
3	0	1	0	0	1	
4	1	0	1	1	0	
5=0	0	0	0	0	0	
Stare incorectă						
I	0	0	1	0	0	→ [1]
II	1	0	0	1	0	→ [1]
III	1	1	0	1	1	→ [1]

Notă : $J_A=1$, $K_A=C$, $J_C=B$, $K_C=1$

În figura 2.109 se reprezintă același lucru pentru un **NUMĂRĂTOR modulo-5** care are tabelul de adevăr XXX

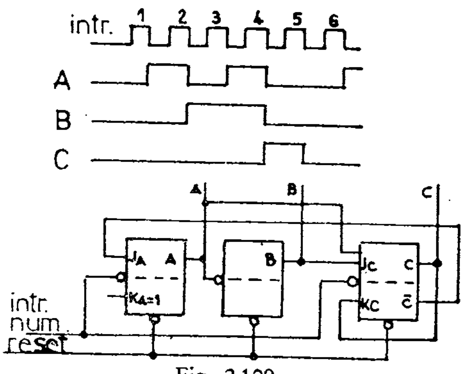


Fig. 2.109

iar în figura 2.110 diagrama logică şi diagrama impulsurilor pentru un **NUMĂRĂTOR modulo-5 îmbunătăţit,** cu tabelul de adevăr XXXI

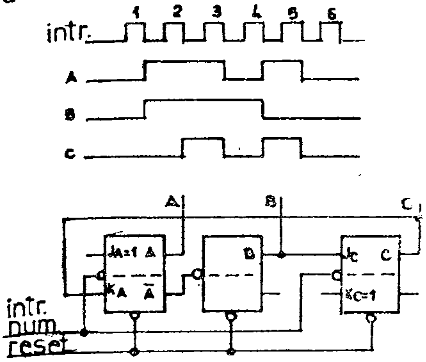


Fig. 2.110

XXXI

Intrare	C	B	A	J_A	K_C	J_C	
0	0	0	0	1	0	0	
1	0	0	1	1	0	0	
2	0	1	0	1	0	0	
3	0	1	1	1	0	1	
4	1	0	0	0	1	0	
5=0	0	0	0	1	0	0	
Stare incorectă							
I	1	0	1	0	1	0	→ [2]
II	1	1	0	0	1	0	→ [2]
III	1	1	1	0	1	1	→ [0]

Notă : $J_A=C$, $K_A=1$
$J_C=AB$, $K_C=C$

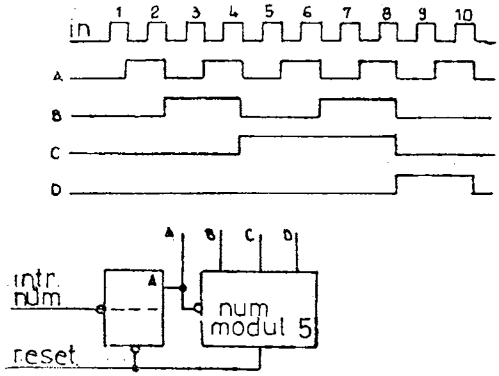


Fig. 2.111

Figura 2.111 conţine diagrama logică şi diagrama impulsurilor pentru un **NUMĂRĂTOR DECADIC.** Acest tip de numărător are tabelul de adevăr de forma : XXXII

XXXII a

Intrare	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10=0	0	0	0	0

XXXII b

Intrare	D	C	B	A
0	0	0	0	0
2	0	0	1	
4	0	1	0	0
6	0	1	1	
8	1	0	0	
1	0	0	0	
3	0	0	1	
5	0	1	0	1
7	0	1	1	
9	1	0	0	

Notă : $J_a=\overline{D}$, $K_B=\overline{D}$,
$J_D=BC$, $K_D=1$

În figura 2.112 se reprezintă diagrama logică și diagrama impulsurilor pentru un **NUMĂRĂTOR decadic cu pondere 1, 2, 4, 5.**
Tabelul de adevăr este XXXIII

XXXIII

Intrare	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	1	0	0	0
6	1	0	0	1
7	1	0	1	0
8	1	0	1	1
9	1	1	0	0
10=0	0	0	0	0

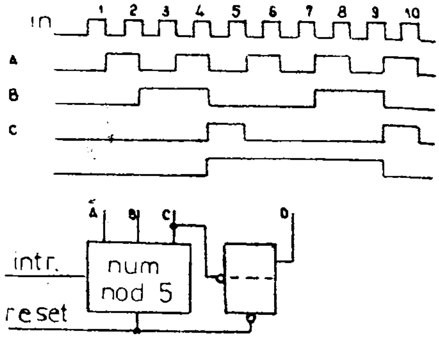


Fig. 2.112

Diagramele din fig. 2.113 fac posibile determinarea rapidă și ușoară a **frecvenței de oscilație a multivibratoarelor astabile și durata perioadei impulsurilor unui multivibrator monostabil.** De pe curbă se poate determina și durata impulsurilor de ieșire a multivibratorului astabil. Diagrama *a* corespunde relației $t_p=0,69$ RC, unde t_p este perioada impulsului în cazul multivibratorului monostabil. (Perioada impulsului la un multivibrator astabil simetric este $2tp$). Diagrama *b* indică relația frecvență—capacitate pentru diferite valori ale rezistenței în cazul unui multivibrator astabil simetric. La baza nomogramei se află relația $f=1/1,38$ RC.

Exemplu : Să determinăm valoarea lui *C* cînd vrem să proiectăm un multivibrator monostabil cu frecvența de 500 Hz și durata impulsului de 1 ms. Valoarea rezistenței nu poate depăși 100 Kohmi din cauza valorii β a tranzistorului utilizat. De pe nomogramă rezultă pentru *C* valoarea de 0,015 μF.

2.5. CIRCUITE DE ALIMENTARE

2.5.1. Transformatoare

Transformatoarele de rețea se caracterizează prin funcționare la frecvența fixă (50 Hz) și prin aceea că trebuie să redea puterea extrasă de la rețea, în înfășurările secundare, la tensiunile dorite.
Există relația

$$P_2 = \Sigma P_2^{(i)} = \Sigma U_{2ef}^{(i)} I_{2ef}^{(i)} = \eta_T P_1,$$

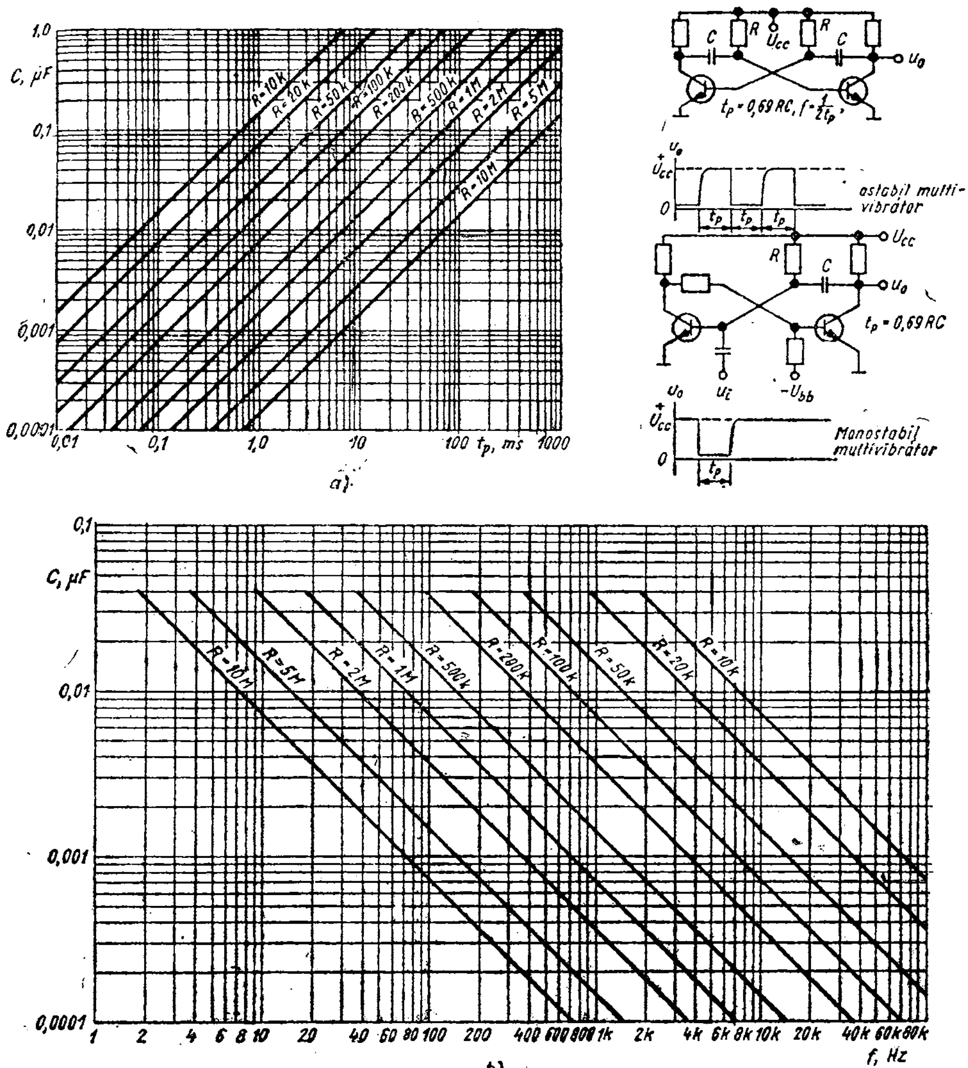


Fig. 2.113

în care : P_1 este puterea în primarul transformatorului, în W ;

P_2 — puterea în secundarele transformatorului, în W ;

$P_2^{(i)}$ — puterea secundarului i, în W ;

$U_{2ef}^{(i)}, I_{2ef}^{(i)}$ — tensiunea, în V, respectiv curentul A, în înfăşurarea secundară i ;

η_T — randamentul transformatorului ($\eta_T = 0,8 \ldots 0,95$).

Diametrul conductorului folosit la bobinajul înfăşurării trebuie să satisfacă inegalitatea :

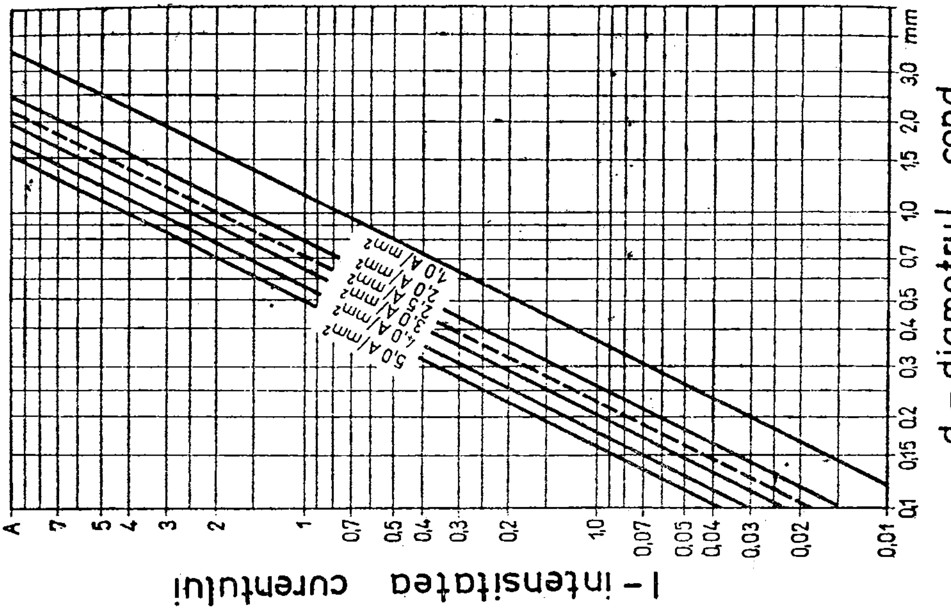


Fig. 2.115

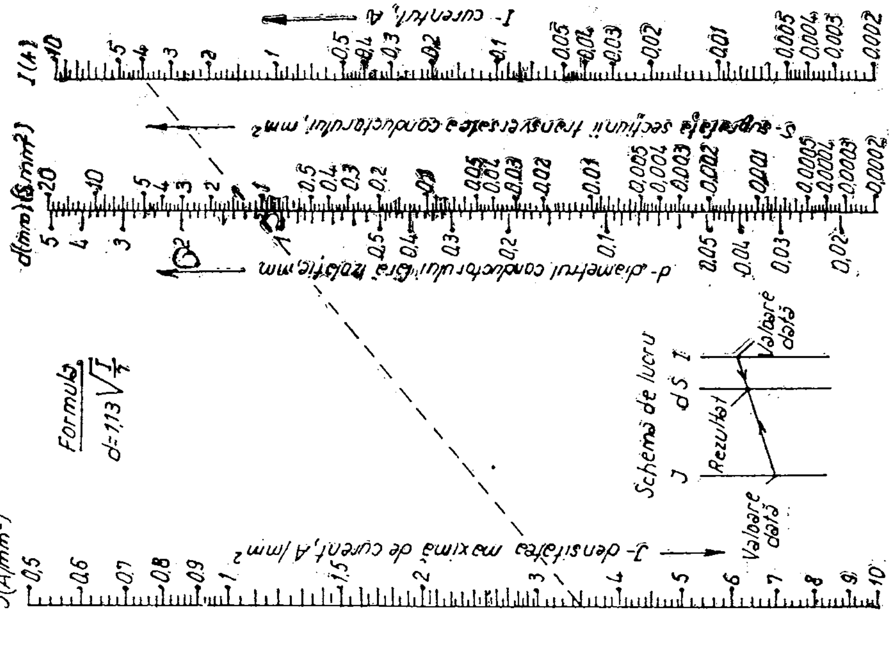


Fig. 2.114

$$d \geq 1{,}13 \sqrt{\frac{I}{J}},$$

în care : d este diametrul sîrmei, în mm ;

I — curentul maxim al înfășurării, în A ;

J — densitatea de curent admisă, în A/mm^2.

În general, $J = 2 \ldots 3$ $A\ mm^2$. Este utilă folosirea diagramelor de pe figura 2.114 și figura 2.115 care au la bază această relație.

Notînd cu U_1 tensiunea din înfășurarea primară și U_2 tensiunea din înfășurarea secundară, raportul $n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}$ se numește **raport de transformare** și se poate calcula ușor cu ajutorul nomogramei din figura 2.116.

Miezul transformatoarelor este realizat de obicei din tole care pot fi de tip EI, LL, M, UI.

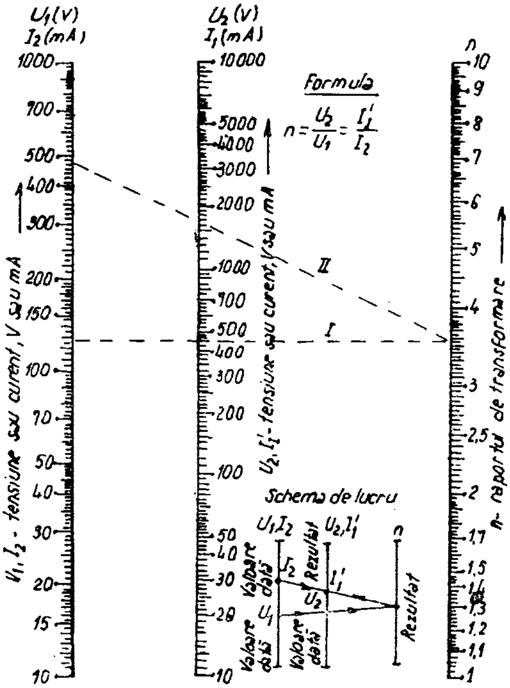


Fig. 2.116

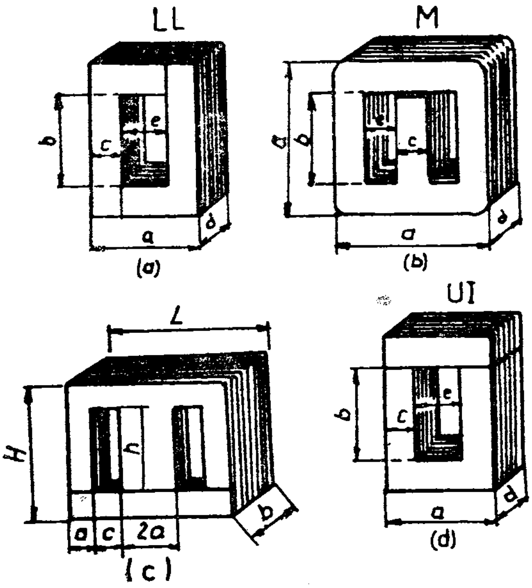


Fig. 2.117

În figura 2.117 se dau notațiile și semnificația lor pentru diferite tipuri de miezuri, iar tabelul 2,19 cuprinde principalele caracteristici ale acestor miezuri.

Cu miez de fier se realizează și bobine de șoc, în afara transformatoarelor. În tabelul 2.20 sînt cuprinse date privind conductoarele de cupru pentru informările transformatoarelor și bobinelor de șoc cu miez de fier.

Inducția în miez nu trebuie să depășească valoarea maxim acceptată B_M (la tole fier-siliciu se consideră $B_M = 0{,}6 \ldots 1{,}2$ T) pentru a nu distorsiona forma de undă. Există relația :

TABELUL 2.19

Principalele caracteristici ale miezurilor LL, M, ÈI şi UI

Tipul tolei	a	b	c	d	e	A_{miez}	$A_{fereastră}$
	mm					cm²	
LL 30	30	30	10	10	10	1	3
LL 30	30	30	10	16	10	1,6	3
LL 39	39	39	13	13	13	1,69	5
LL 39	39	39	13	20	13	2,6	5
LL 48	48	48	16	16	16	2,56	7,68
LL 48	48	48	16	25	16	4	7,68
LL 60	60	60	20	20	20	4	12
LL 60	60	60	20	20	20	6	12
LL 75	75	75	25	25	25	6,25	18,75
LL 75	75	75	25	40	25	10	18,75
LL 90	90	90	30	30	30	9	27
LL 90	90	90	30	30	30	15	27
M 20	20	13	5	5	4	0,25	0,52
M 30	30	20	7	7	6,5	0,49	1,3
M 42	42	30	12	15	9	1,8	2,7
M 55	55	38	17	20	10,5	1,8	4
M 65	65	45	20	26	12,5	3,4	5,63
M 74	74	51	23	32	14	7,36	7,14
M 85	85	56	29	32	13,5	9,28	7,56
M 85	85	56	29	45	13,5	13	7,56
M 102	102	68	34	35	17	11,9	11,56
M 102	102	68	34	53	17	18	11,56
UI 30	30	40	10	10	10	1	3
UI 39	39	52	13	13	13	1,7	5
UI 48	48	64	16	16	16	2,5	7,5
UI 60	60	84	20	20	20	4	12
UI 75	75	100	25	25	25	6,2	19
UI 90	90	120	30	30	30	9	27
UI 102	102	136	34	34	34	11,5	35
UI 114	114	152	38	38	38	14,4	43
UI 132	132	176	44	44	44	19,3	58
UI 150	150	200	50	50	50	25	75
UI 180	180	240	60	60	60	36	11
UI 210	210	280	70	70	70	49	15
E 4	4	23	24	7	12	0,96	1,05
E 5	5	25	30	5	15	1,5	0,75
E 6,4	6,4	32	38,4	6,4	19,2	2,43	1,22
E 8	8	40	48	8	24	3,84	1,92
E 10	10	50	60	10	30	6	3
E 12,5	12,5	62,5	75	12,5	37,5	9,25	4,69
E 14	14	70	84	14	42	11,76	5,88
E 16	16	80	96	16	48	15,36	7,68
E 18	18	90	108	18	54	19,44	9,72
E 20	20	100	120	20	60	24	12
E 25	25	125	150	25	75	37,5	18,75
E 32	32	160	192	32	96	61,44	30,72

TABELUL 2.20

Date privind conductoarele din cupru pentru înfășurările transformatoarelor, motoarelor și bobinelor de șoc cu miez de fier

Diametrul conductorului neizolat mm	Secțiunea conductorului neizolat mm²	Rezistența a 100 m conductor la 20°C Ω	Numărul de spire de conductor înfășurat strîns pe 1 cm² de fereastră, izolamentul fiind					Curentul admisibil la o încărcare de:			
			email sp/cm²	1 x mătase sp/cm²	2 x mătase sp/cm²	1 x bumbac sp/cm²	2 x bumbac sp/cm²	J=2 A/mm² A	J=2,5A/mm² A	J=3 A/mm² A	J=4 A/mm² A
0,05	0,00196	929	18 030	10 000	5 300	—	—	0,004	0,005	0,006	0,008
0,07	0,00385	452	—	—	—	—	—	0,0077	0,0096	0,011	0,015
0,08	0,00502	363	8 200	5 700	3 520	—	—	0,10	0,013	0,015	0,021
0,10	0,00785	224	5 700	4 250	2 800	2 070	—	0,016	0,020	0,024	0,031
0,12	0,00950	185	4 000	3 320	2 280	1 720	—	0,019	0,024	0,029	0,038
0,15	0,0154	114	2 800	2 400	1 720	1 360	—	0,031	0,038	0,046	0,062
0,18	0,0255	68,8	2 070	1 800	1 360	1 100	—	0,050	0,064	0,076	0,102
0,20	0,0314	55,8	1 720	1 530	1 180	940	665	0,063	0,078	0,094	0,126
0,22	0,03801	45,7	—	—	—	—	—	0,076	0,095	0,114	0,152
0,25	0,0491	35,7	1 140	1 020	835	700	515	0,098	0,123	0,147	0,196
0,28	0,06158	—	—	—	—	—	—	0,122	0,154	0,185	0,246
0,30	0,0708	24,08	810	740	630	540	413	0,141	0,177	0,212	0,283
0,35	0,0962	18,2	592	567	493	395	302	0,192	0,240	0,288	0,385
0,40	0,126	13,9	470	450	395	325	245	0,252	0,315	0,380	0,504
0,45	0,159	11	368	360	323	269	210	0,318	0,400	0,480	0,636
0,50	0,197	8,9	308	304	274	231	182	0,394	0,490	0,590	0,788
0,55	0,238	7,3	255	250	226	195	157	0,476	0,590	0,710	0,952
0,60	0,284	6,2	217	217	194	172	134	0,568	0,710	0,850	0,136
0,63	0,332	5,3	183	185	166	199	118	0,664	0,830	1,00	1,328
0,70	0,385	4,5	164	166	148	134	108	0,770	0,960	1,15	1,540
0,75	0,442	4	140	143	129	118	96	0,884	1,105	1,33	1,768
0,80	0,503	3,5	125	128	117	108	88	1,00	1,26	1,51	2,012
0,85	0,580	3,08	106	113	104	96	79	1,16	1,45	1,74	2,32
0,90	0,636	2,76	101	103	95	88	73	1,27	1,59	1,91	2,54
0,95	0,702	2,47	90	92	86	79	66	1,40	1,76	2,11	2,81
1	0,785	2,24	83	85	79	73	62	1,57	1,90	2,36	3,14
1,1	0,95	1,88	69	70	64	62	53	1,90	2,40	2,85	3,80
1,2	1,13	1,55	58	59	55	53	46,5	2,26	2,82	3,40	4,52
1,3	1,33	1,32	50,5	51	48	46,5	41	2,66	3,32	4,00	5,32
1,4	1,54	1,13	44,5	45	42	41	36	3,28	3,85	4,60	6,16
1,5	1,78	0,98	39	39,5	37	36	32	3,50	4,45	5,34	7,12
1,6	2,01	0,86	—	—	—	31	27,5	4,02	5,02	6,03	8,04
1,7	2,27	0'77	—	—	—	28	26	4,51	5,68	6,81	9,08
1,8	2,55	0,69	—	—	—	25,3	22,8	5,10	6,38	7,65	10,20
1,9	2,84	0,62	—	—	—	23	20,8	5,68	7,10	8,52	11,36
2	3,14	0,55	—	—	—	21	19	6,28	7,85	9,42	12,56

$$n_v = \frac{1}{4{,}44 f B S_f}$$

în care : n_v este numărul de spire/V ;
f — frecvența de lucru, în Hz ;
B — inducția în miez, în T ;
S_f — secțiunea netă a miezului, în m².

Pentru a compensa pierderile, numărul de spire pe volt se ia în primar cu 5—10% mai mic, iar în secundar cu același procent mai mare, față de n_v calculat pentru $B = B_M$.

Pentru a nu alege la întîmplare secțiunea S_f a miezului se poate utiliza orientativ pentru miezurile din tole fier-siliciu relația :

$$S_f \geqslant 10^{-3} \sqrt{\frac{P_1}{f}}$$

2.5.2. Redresoare

Parametrii cei mai importanți ai unui redresor sînt :
— tensiunea redresată în sarcină, U_0 ;
— curentul redresat în sarcină, $I_0 \left(I_0 = \frac{U_0}{R}\right)$;
— factorul de ondulație :

$$\gamma = \frac{U_1}{U_0},$$

unde U_1 este amplitudinea componentei de frecvență cea mai mică din tensiunea de ieșire ;
— randamentul redresării :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

unde : $P_u = U_0 I_0$ este puterea utilă de curent continuu ;
$P_a =$ — puterea activă absorbită de la rețeaua de alimentare.

Tabelul 2.21 sintetizează schemele tipice de redresoare cu diode semiconductoare, formele de undă și parametrii reprezentativi. Tabelul 2.22 conține formulele pentru calculul redresorului cu ieșire pe capacitate.

2.5.3. Filtre de netezire

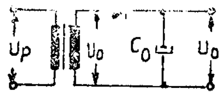
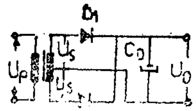
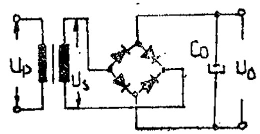
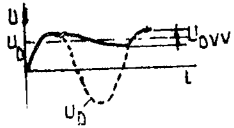
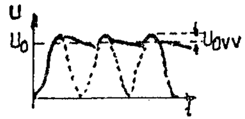
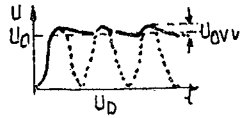
În figura 2.118 este reprezentat un filtru LC, care se folosește, de obicei, numai împreună cu montaje redresoare dublă alternanță sau în punte.

Tensiunea continuă la ieșirea din filtru este dată de relația :

$$U_0 = \frac{R}{R + R_L} U_0'$$

TABELUL 2.21

Scheme tipice de redresoare cu diode semiconductoare, forme de undă și parametri reprezentativi

Tipul redresorului	Monoalternanța	Bialternanța cu priză	Bialternanța în puncte
1	2	3	4
Schema electrică			
Forma tensiunii după redresare și filtrare cu condensator			
1. Puterea tipică a transformatorului $P_T(VA)$	$P_T = 1{,}73\ P_0$	$P_T = 1{,}48\ P_0$	$T_T = 1{,}24\ P_0$
2. Tensiune în secundar U_S	$U_S = 0{,}95\ U_0$	$U_S = 0{,}9\ U_0$	$U_S = 0{,}9\ U_0$
3. Tensiunea inversă pe diodă	$U_R = 2{,}4\ U_0$	$U_R = 2{,}25\ U_0$	$U_R = 1{,}13\ U_0$
4. Curent continuu prin diodă	$I_D = 1{,}0\ I_0$	$I_D = 0{,}5\ I_0$	$I_D = 0{,}5\ I_0$
5. Curentul în secundarul transformatorului	$I_S = 2{,}1\ I_0$	$I_S = 1{,}1\ I_0$	$I_S = 1{,}57\ I_0$

continuare Tabelul 2.21

1	2	3	4
6. Valoarea condensatorului $C_0[F]$	$C_0 \simeq 5 \cdot 10^{-3} \cdot I_0/U_{0VV}$	$C_0 \simeq 2 \cdot 10^{-3} I_0/U_{0VV}$	$C_z \simeq 2 \cdot 10^{-3} I_0 U_{0VV}$
7. Tensiunea maximă pe condensator	$U_{0\,max} = 1{,}41 \cdot U_S$	$U_{0max} = 1{,}41\ U_S$	$U_{0\,max} = 1{,}41\ U_s$
8. I_D maxim la pornire	$I_{Dmax} = 7 \cdot U_S \cdot 10^2 \cdot C_0$	$I_{Dmax} = 7 \cdot U_S \cdot 10^2 \cdot C_0$	$I_{Dmax} = 7 \cdot U_S \cdot 10^2 \cdot C_0$
9. Frecvența riplului (pulsațiilor) f_0	$f_0 = 50$ Hz	$f_0 = 100$ Hz	$f_0 = 100$ Hz
10. Suprafața miezului de fier S_{Fe}	$S_{Fe} = 1{,}5\ P_T$	$S_{Fe} = 1{,}5\ P_T$	$S_{Fe} = 1{,}5\ P_T$
11. Numărul de spire/volt în primar n_p	$n_P = 45/S_{Fe}$	—	—
12. Numărul de spire în secundar	$N_S = n_P \cdot 1{,}07\ V_S$	—	—
13. Curentul în primar	$I_P = P_T/U_P$	$I_P = P_T/U_P$	$I_P = P_2/U_P$

în cazul cînd :

$$R_L \ll 2\omega L \text{ și } R \gg \frac{1}{2\omega C},$$

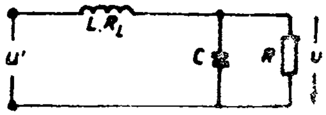


Fig. 2.118

unde ω reprezintă pulsația corespunzătoare frecvenței f a tensiunii de alimentare a redresorului dublă alternanță, amplitudinea componentei de frecvența cea mai mică la ieșirea din filtru este :

$$U_1 \approx \frac{1}{4\omega^2 LC - 1} U_i' ,$$

iar factorul de ondulație este :

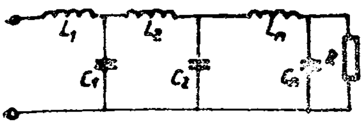


Fig. 2.119

$$\gamma = \frac{\gamma'}{4\omega^2 LC - 1},$$

unde :

$$\gamma' = \frac{2}{3}\left(1 + \frac{R_i'}{R + R_L}\right).$$

Valoarea maximă a curentului este dată de relația :

$$I_{aM} = I_0 + I_1 \approx \frac{U_0}{R} + \frac{U_1}{\sqrt{R_L^2 + \left(2\omega L - \frac{1}{2\omega C}\right)^2}}.$$

În cazul în care filtrul LC are n secțiuni (figura 2.119), factorul de ondulație are valoarea :

$$\gamma = \frac{\gamma'}{(4\omega^2 L_1 C_1 - 1)(4\omega^2 L_2 C_2 - 1) \ldots (4\omega^2 L_n C_n - 1)}.$$

Este important de remarcat faptul că redresorul cu filtrul LC funcționează normal numai dacă $I_0 \geqslant I_1$; deci valoarea curentului continuutrebuie să depășească valoarea critică :

$$I_{0cr} = I_1 \approx \frac{U_i'}{2\omega L} = \frac{2U}{3\pi\omega L}.$$

Deoarece :

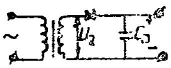
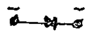
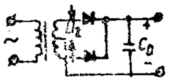
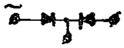
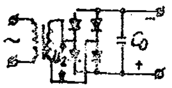
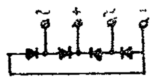
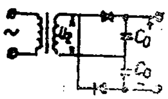
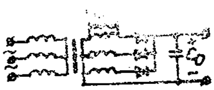
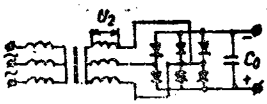
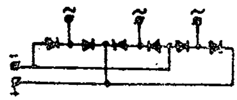
$$I_0 = \frac{U}{R + R_L} = \frac{2U}{\pi(R + R_L)}$$

și $R \gg R_L$, rezultă pentru o funcționare normală condiția :

$$\omega L \gg \frac{R}{3}.$$

În figura 2.120 *a*, este reprezentată schema unui filtru cu intrarea pe condensator pentru un redresor monoalternanță, iar în figura 2.120 *b*, — variația tensiunii la bornele capacității C. Unghiul δ reprezintă decalajul

Formule pentru calculul redresorului

Denumirea schemei de redresoare	Schema electrică a redresorului	Schema de legare a diodelor	Numărul fazelor redresate m[1]
Monoalternanță			1
Dublă alternanță cu priză mediană			2
Punte monoalternanță			3
Dublor de tensiune			4
Redresor trifazic (stea-stea, triunghi-stea)			5
Punte Larionov (stea-stea, triunghi-stea)			6

[1] Prin numărul de faze redresate se înțelege numărul de impulsuri de curent care trece prin sarcină într-o perioadă.

[2] Fără calculul curentului de mers în gol.

[3] Pentru conexiunea triunghi-stea: $I_1' = \sqrt{I_2^2 - \frac{I_0^2}{9}}$.

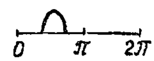
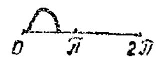
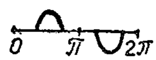
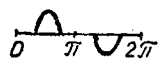
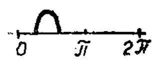
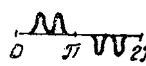
TABELUL 2.??

cu ieşire pe capacitate

Valoarea medie a curentului redresat, I_0	Amplitudinea tensiunii inverse pe diodă, u_{inv}	Curent de vîrf prin redresor I_m	Rezistenţa redresorului, r	T.e.m. din secundarul transformatorului, U_{2g}
I_0	$2U_{2g}\sqrt{2}=3E_0$	$I_0F_0=7I_0$	R_i+r_{ir}	B_0E_0
$\frac{I_0}{2}$	$2U_{2g}\sqrt{2}=3E_0$	$\frac{I_0}{2}F_i=3{,}5I_0$	R_i+r_{ir}	B_0E_0
$\frac{I_0}{2}$	$U_{2g}\sqrt{2}=1{,}5E_0$	$\frac{I_0}{2}F_0=3{,}51I_0$	$2R_i+r_{ir}$	B_0E_0
I_0	$2U_{2g}\sqrt{2}=1{,}5E_0$	$I_0F_0=7I_0$	R_i+r_{ir}	$B_0\frac{E_0}{2}$
$\frac{I_0}{3}$	$2U_{2g}=3E_0$	$\frac{I_0}{3}F_0=2{,}3I_0$	R_i+r_{ir}	B_0E_0
$\frac{I_0}{3}$	$U_{2g}\sqrt{6}=1{,}5E_0$	$\frac{I_0}{6}F_0=1{,}15I_0$	$2R_i+2r_{ir}$	$\frac{B_0F_0}{\sqrt{3}}$

Observaţie : I_0 — valoarea medie a curentului redresat ; E_0 — tensiunea redresată ; R_i — rezistenţa internă a diodei redresoare ; R_{tr} — rezistenţa înfăşurărilor transformatorului raportată la secundar ; n — raportul de transformare; P_0 — puterea redresată ; B_0, D_0, F_0 — coeficienţi de calcul.

continuare Tabelul 2.22

Curentul eficace la secundar, I_2	Curentul eficace în primar[1]), I_1'	Puterea de calcul constructiv P_c	Puterea totală în secundar VA_2	Forma curentului în secundar pentru fiecare fază
$D_0 I_4$	$n\sqrt{I_2^2 - I_0^2}$	$2\ P_0$	$2,15\ P_0$	
$D_0 \frac{I_0}{2}$	$nI_2\sqrt{2}$	$1,8\ P_0$	$2,15\ P_0$	
$D_0 \frac{I_0}{\sqrt{2}}$	nI_2	$1,5\ P_0$	$1,5\ P_0$	
$D_0 I_{02}$	nI_2	$1,5\ P_0$	$1,5\ P_0$	
$D_0 \frac{I_0}{3}$	$nI_2 \frac{\sqrt{6}}{3}$	$2\ P_0$	$2,15\ P_0$	
$D_0 \frac{I_0}{3}$	nI_2	$1,2\ P_0$	$1,25\ P_0$	

dintre maximul tensiunii alternative și maximul curentului redresat. Pentru semiunghiul de conducție θ este valabilă relația :

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi R_i'}{R}.$$

Valoarea tensiunii continue redresată este:

$$U_0 \approx E_2 \cos\theta,$$

iar variația tensiunii redresate față de valoarea medie U_0:

$$\Delta U_0 \approx \frac{\pi-\theta}{\omega CR} U_0.$$

Factorul de ondulație este dat de relația:

$$\gamma = \frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{\pi-\theta}{\omega CR},$$

iar valoarea maximă a curentului redresat este:

$$I_{aM} = \frac{E_2 - U_0}{R_i'} \approx \frac{\pi(1-\cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta} I_0.$$

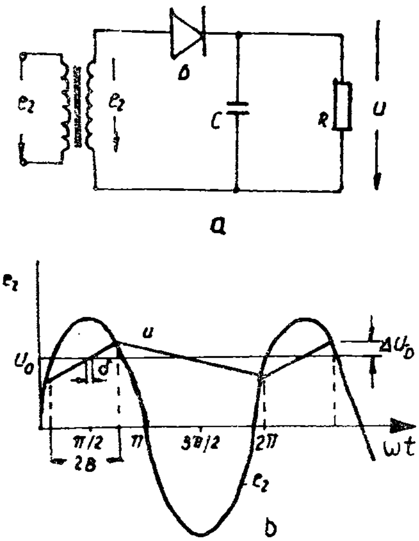


Fig. 2.120

Tensiunea maximă inversă este:

$$U_{inv\,M} = E_2 + U_0 \approx E_2(1+\cos\theta).$$

În cazul unui redresor dublă alternanță, prevăzut cu filtru cu intrare pe condensator, sînt valabile relațiile:

— pentru semiunghiul de conducție: $\operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_i'}{2R}$;

— tensiunea continuă redresată: $U_0 \approx E_2 \cos\theta$;

— variația tensiunii redresate: $\Delta U_0 \approx \frac{\pi - 2\theta}{2\omega CR} U_0$;

— factorul de ondulație: $\gamma \approx \frac{\pi - 2\theta}{2\omega CR}$;

— valoarea maximă a curentului redresat:

$$I_{aM} \approx \frac{\pi(1-\cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta} \cdot \frac{I_0}{2};$$

— valoarea medie a curentului redresat:

$$I_{ao} = \frac{I_0}{2} = \frac{U_0}{2R};$$

— tensiunea inversă maximă: $U_{inv\,M} \approx E_2(1+\cos\theta)$.

În figura 2.121 sînt prezentate variațiile funcțiilor $F_1(\theta)$ și $F_2(\theta)$, unde:

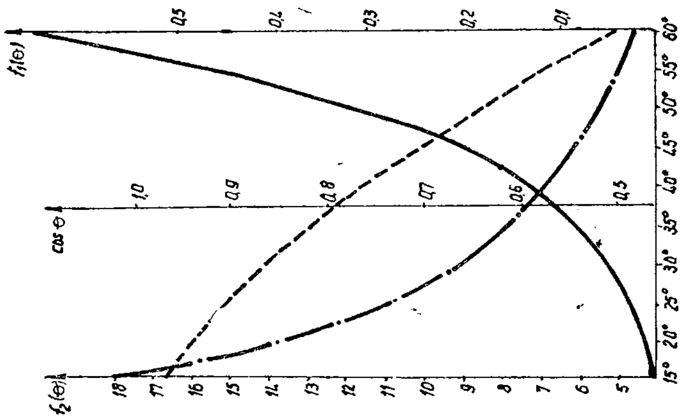


Fig. 2.121

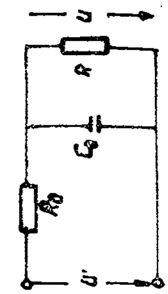


Fig. 2.122

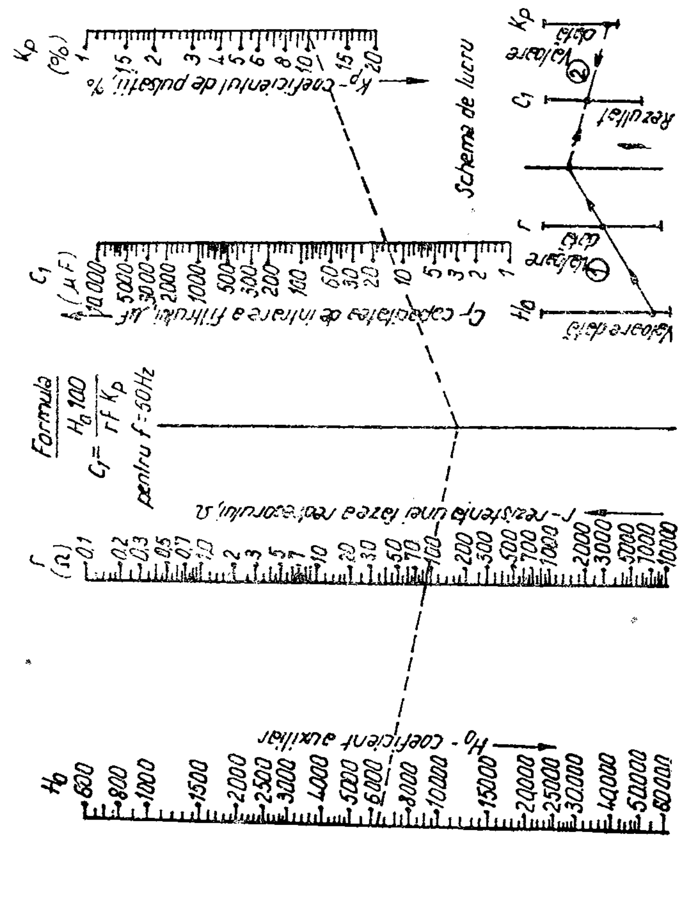


Fig. 2.123

$$F_1(\theta) = \operatorname{tg}\theta - \theta, \text{ iar } F_2(\theta) = \frac{(1 - \cos\theta)}{\sin\theta - \theta\cos\theta}.$$

Se pot utiliza și filtre compuse din rezistențe și condensatoare (filtre *RC*), ceea ce este avantajos numai la curenți redresați de valori mici, altfel căderea de tensiune pe rezistența *R* este mare. În figura 2.122 este prezentată schema unui filtru *RC*.

În acest caz tensiunea continuă la ieșirea din filtru are valoarea :

$$U_0 = \frac{R}{R + R_0} U_0'.$$

În cazul unui redresor dublă alternanță cu filtru *RC* factorul de ondulație este dat de relația :

$$\gamma \approx \frac{\gamma'}{2\omega C_0 R_0},$$

fiind pulsația corespunzătoare frecvenței *f* a tensiunii alternative aplicate la intrarea redresorului.

Cu ajutorul nomogramei din figura 2.123 se poate determina **capacitatea condensatorului de intrare a filtrului.**

2.5.4. Siguranțe

Circuitele de alimentare sînt protejate de siguranțe fuzibile.

Acțiunea de protecție a siguranței fuzibile se bazează pe următorul fenomen : cantitatea de căldură *Q* degajată prin trecerea curentului care are valoare mai mare decît cel admis, duce la topirea materialului siguranței fuzibile și prin aceasta la întreruperea circuitului.

Nomograma din figura 2.124 permite **alegerea materialului și a diametrului conductorului** (fuzibilului) pentru siguranțe de curent nominal dat.

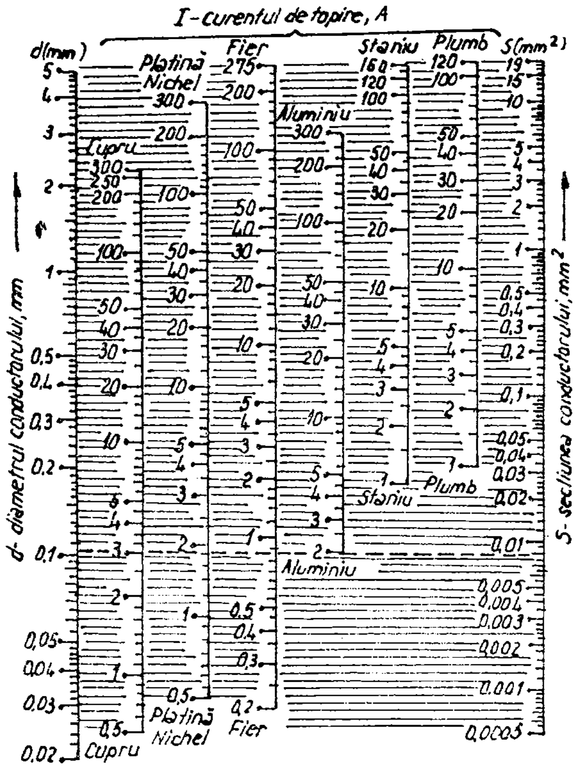


Fig. 2.124

2.5.5. Stabilizatoare de tensiune

Stabilizatoarele de tensiune pot fi parametrice (se modifică elementele neliniare la modificarea tensiunii de intrare sau a rezistenței de sarcină), sau de compensare (se compară mărimea tensiunii de ieșire și cea a unei tensiuni de referință, iar diferența dintre ele acționează asupra elementului regulator).

Parametrii cei mai importanți ai unui stabilizator de tensiune sînt:

— rezistența de ieșire (sau internă)

$$R_{ieș}=\frac{\Delta U_{ieș}}{\Delta I_s},$$

unde:

$\Delta U_{ieș}$ — variația tensiunii de ieșire;
ΔI_s — variația curentului de sarcină.

— Coeficientul de stabilizare cu temperatura

$$K_t=\frac{\Delta U_{ies}}{U_{ieș}}\cdot\frac{100}{\Delta T}$$

unde:

— ΔT — variația de temperatură.

Pentru diodele stabilizatoare cu temperatura de stabilizare $U_z>6V$, are o valoare aproximativă de $+0,1\%$ pe °C, iar la cele cu $U_z<6V$, are o valoare aproximativă de $-0,1\%$ pe °C.

— Coeficientul de stabilizare S_0.

$$\frac{1}{S_0}=\frac{\Delta U_{ieș}}{\Delta U_{in}}$$

unde:

ΔU_{in} — variația tensiunii de intrare.

— Coeficientul de stabilizare S_0^1 în sarcină

$$\frac{1}{S_0^1}=\left.\frac{\Delta U_{ies}}{\Delta U_{in}}\right|_{R_s \text{ și } T=\text{const.}}$$

unde:

R_s — rezistența de sarcină.

— factorul de stabilizare (relativ) F_u.

$$\frac{1}{F_u}=\frac{1}{S_0}\cdot\frac{V_{in}}{V_{ies}}$$

La stabilizatoarele parametrice, factorul de stabilizare și rezistența internă depind de rezistența dinamică r_z (rezistența diferențială în zona utilă stabilizării) a diodei Zenner folosite (figura 2.125).

$$U_{ies}=\frac{U_z+U_{in}\frac{r_z}{R_1}}{\left(1+\frac{r_z}{r_1}+\frac{r_z}{R_s}\right)}$$

unde :

U_z — tensiunea Zenner a diodei folosite.

Între curenţi există relaţia :

$$I_z=I_{in}-I_{ieş}=\frac{U_{in}-U_z}{R_1}-\frac{U_z}{R_s}$$

unde :

I_z — curentul prin diodă.

Coeficientul de stabilizare S_0^1 are expresia :

$$\frac{1}{S_0^1}=\frac{\frac{r_z}{R_1}}{1+\frac{r_z}{R_1}+\frac{r_z}{R_s}}$$

Puterea disipată pe diode este :

$$P_z=U_zI_z$$

Stabilizatoarele de compensare sînt de tip serie (figura 2.126) şi de tip paralel (figura 2.127).

Pentru stabilizatorul de tensiune se pot scrie relaţiile :

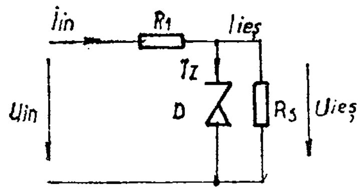


Fig. 2.125

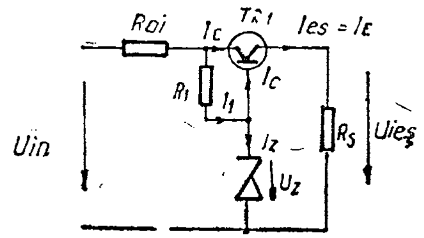


Fig. 2.126

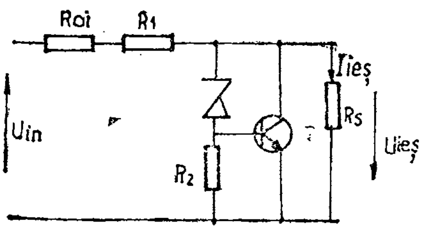


Fig. 2.127

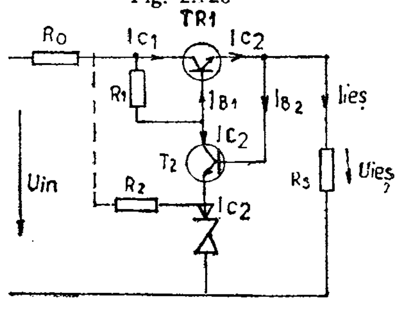


Fig. 2.128

$$R_{ieș}=\frac{h_{11e}(R_1+R_{oi})+r_z(R_1+h_{11e})+(1+h_{21e})r_zR_{oi}}{(1+h_{21e})(r_z+R_1+R_{oi})}$$

unde :

R_{oi} — rezistența internă a sursei U_{in}

$$\frac{1}{S_0'}=\frac{1}{1+\frac{R_{oi}}{R}+\frac{R_1+R_{oi}}{r_z}+\frac{h_{11e}+R_1+R_{oi}}{R_s(1+h_{21e})}+\frac{h_{11e}(R_1+R_{oi})}{r_zR_s(1+h_{21e})}}$$

Puterea maximă disipată a tranzistorului este :

$$P_{dmax}=(U_{in\ max.}-U_{ieș})I_{ieș\ max}$$

Pentru stabilizatorul de tip paralel se pot scrie relațiile :

$$S_0'=1+(R_1+R_{oi})\left[\frac{1}{R_s}+\frac{(1+h_{21e})}{r_z+h_{11e}}\right]$$

$$R_{ieș}=\frac{R_{oi}+R_1}{1+\frac{R_{oi}+R_1}{r_z+\frac{h_{11e}R_2}{h_{11e}+R_2}\left(1+\frac{R_2}{R_2+h_{11e}}h_{21e}\right)}}$$

Pentru $R_2 \gg h_{11e}$, relația devine :

$$R_{ieș}=\frac{R_{oi}+R_1}{1+\frac{R_{oi}+R_1}{r_z+h_{11e}}(1+h_{21e})}$$

Figura 2.128 prezintă un stabilizator de tip serie cu amplificator de eroare, în care abaterile tensiunii de ieșire față de tensiunea de referință se amplifică și se folosesc la comanda tranzistorului serie.

Pentru acest tip de stabilizator sînt valabile următoarele relații aproximative :

$$\frac{1}{S_0'}=\frac{1}{1+\frac{h_{21e2}R_1}{(1+h_{21e2})r_z+h_{11e2}}}$$

$$R_{ieș}=\frac{r_z(R_1+h_{21e2}R_{oi})}{h_{21e2}(R_1+r_z+R_{oi})}$$

La acest tip de stabilizator trebuie ținut seama de următoarele :

— curentul de bază al tranzistorului regulator TR_1 trebuie să fie relativ mic față de curentul de colector al tranzistorului amplificator de eroare T_2.

— Tranzistorul regulator trebuie să aibă amplificare mare.

— Variația tensiunii pe diode stabilizatoare și a rezistenței sale dinamice se poate reduce prin polarizarea diodei stabilizatoare prin rezistența R_2 (punctat în figura 2.128).

CAPITOLUL III

PROPAGAREA UNDELOR ELECTROMAGNETICE

3.1. BAZELE PROPAGARII

O undă electromagnetică este formată din două cîmpuri, un cîmp electric de intensitate E $[V/m]$ și un cîmp magnetic de intensitate H $[A/m]$. Aceste cîmpuri sînt perpendiculare reciproc, iar planul determinat este perpendicular pe direcția de propagare a undelor. **Energia** conținută de fiecare cîmp este aceeași și este dată de:

$$\frac{1}{2}\varepsilon\varepsilon_0 E^2 = \frac{1}{2}\mu\mu_0 H^2 \quad [W/m^2]$$

unde

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \quad \text{și} \quad \mu_0 = 4\pi . 10^{-7}$$

Pentru aer ε, permitivitatea relativă și μ, permeabilitatea relativă sînt unitare.

În acest caz rezultă: $\frac{E}{H} = 120\pi \approx 377\ \Omega$ această valoare este cunoscută ca **impedanța caracteristică a aerului. Densitatea de putere,** conținută în fiecare metru pătrat al frontului de undă, este:

$$\frac{E^2}{120\,\pi} \text{ sau } 120\pi H^2 \quad [W/m^2]$$

Nomograma din fig. 3.1 indică **relația dintre intensitatea cîmpului și densitatea de putere.**

Dacă o putere de $P(W)$ este aplicată unui radiator izotrop, **intensitatea cîmpului** electric rezultat la distanță d va fi:

$$E = \frac{\sqrt{30P}}{d} = \frac{5{,}48\sqrt{P}}{d} \quad [V/m]$$

Dacă radiatorul izotrop este înlocuit cu un dipol $\lambda/2$ atunci intensitatea cîmpului în orice punct din direcția radiației maxime este dată de:

$$E = \frac{7{,}014\sqrt{P}}{d} \quad [V/m]$$

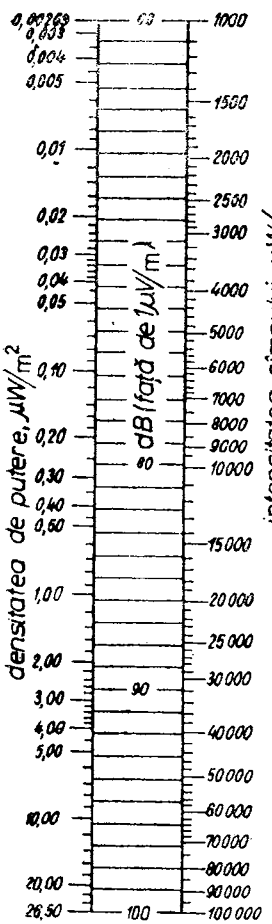


Fig. 3.1

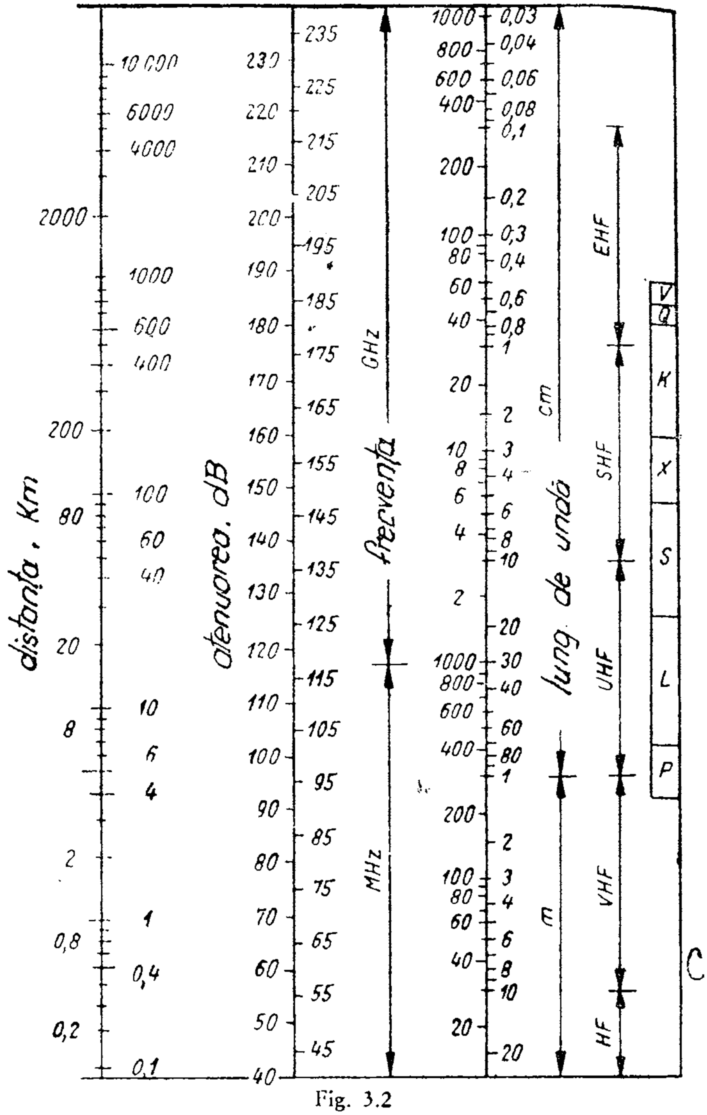


Fig. 3.2

În practică, foarte des, puterea P se exprimă în kW, distanța d, în km și intensitatea cîmpului în V/m; în acest caz expresia devine:

$$E = \frac{2,218.10^5 \sqrt{P}}{d}$$

sau

$$E = 106,9 + 10\log P - 20\log d \text{ în dB raportată la } 1\ \mu V/m$$

Puterea efectivă radiată este definită ca puterea care trebuie radiată de laantena de referință în așa fel încît să producă o intensitate dată acîmpului într-un punct dat în direcția radiației maxime. Ca antenă de referință se folosește de obicei dipolul $\lambda/2$. Dacă se folosește orice alt tip de antenă în locul antenei de referință avem o **amplificare a puterii G**, definită în felul următor :

$$G = \frac{\textit{puterea furnizată de antena de referință}}{\textit{puterea furnizată de antena respectivă}}$$

unde puterile în amîndouă cazuri provoacă aceeași intensitate a cîmpului într-un punct dat. Amplificarea se menționează de obicei pentru direcția radiației maxime a antenei așa că atît amplificarea G cît și puterea efectivă radiată se schimbă cu direcția.

Tabelul 3.1 conține **principalele legături de telecomunicații punct-punct** în banda 70 MHz—20 GHz. Legăturile fiind de bandă largă (100 KHz—20 MHz).

Nomograma propagării în aer liber (fig. 3.2) face legătura între emițător-receptor, lungimea de undă și atenuarea în aer liber. Aceeași nomogramă poate fi utilizată și la conversia frecvență—lungime de undă.

Exemplu : Un semnal cu frecvența de 200 MHz pe o distanță de 180 km suferă o atenuare de 125 dB. Dacă distanța este de 360 km, cu un sistem care are amplificarea de 130 dB, se poate lucra pînă la o frecvență maximă de 180 MHz. Pentru o amplificare globală de 125 dB și o frecvență de lucru de 500 MHz, distanța maximă admisibilă între emițător și receptor poate fi de 72 km.

Nomograma din fig. 3.3 se utilizează pentru **calculul nivelului de semnal la intrarea unui receptor,** fiind realizată pe baza relației care exprimă legătura între intensitatea cîmpului la antena de recepție și tensiunea de intrare a receptorului. La executarea nomogramei s-a presupus o antenă izotropă și o linie de alimentare fără pierderi. Fiind cunoscute intensitatea cîmpului la locul recepției exprimată în $\mu V/m$, cît și frecvența f exprimată în MHz, se poate determina nivelul semnalului la intrarea receptorului U_r exprimat în μV (s-a considerat impedanța de intrare de 50 ohmi). Pentru aflarea nivelului de semnal al antenelor de recepție, mai întîi determinăm valorile corespunzătoare unei antene izotrope și apoi cu relația : $G = \log \frac{U_r'}{U_r}$ calculăm tensiunea căutată. În relație G este cîștigul antenei față de antena izotropă, U_r' tensiunea căutată, U_r tensiunea de intrare în cazul unei antene izotrope. Cunoscînd E, f și $R \neq 50$ ohmi, determinăm în primul pas U_r pentru $R = 50$ ohmi, iar în al doilea pas U_r pentru valoarea reală a lui R diferită de 50 ohmi.

Nomograma din fig. 3.4 ne furnizează **tensiunea de intrare (exprimată în μV) în cazul unei puteri de emisie (exprimată în W) și a unor pierderi de propagare (exprimate în dB) cunoscute** (valorile tensiunii se referă la o valoare a impedanței de intrare de 50 ohmi). Din nomogramă putem obține pierderile de propagare maxim admisibile în condiții de emisie și de recepție date, cît și puterea de emisie necesară atunci cînd se cunosc pierderile de propagare și tensiunea de intrare a receptorului.

TABELUL 3.1

Tipuri de propagări

Tipul propagării	Distanța	Puterea și diametrul antenei	Caracteristici
Propagare de vizibilitate directă (LOS)	0 . . . 56 km în funcție de înălțimea antenei	0,1 . . . 10 W 0,6 . . . 3 m	Este un sistem de bandă largă, ieftin, de bună calitate, elimină legăturile costisitoare prin cablu.
Propagare LOS Telecomunicații spațiale	Poate să realizeze legătură pînă la o distanță maximă echivalentă cu jumătate din circumferința Pămîntului, în funcție de poziția satelitului în jurul Pămîntului și în funcție de unghiul de elevație θ	1. . . 15 Kw 9 . . . 25,5 m	Trei sateliți sincroni activi (pe orbite cu înălțimea de 35 400 km) pot să asigure telecomunicațiile în jurul Pămîntului. Mai mulți sateliți care se învîrtesc în jurul Pămîntului (numărul lor depinde de distan;a pe care vrem să o acoperim și de înălțimea orbitelor) prin intermediul stațiilor terestre realizează același lucru.
Propagare prin difracție (suprafață plană)	50. . . 110 km în funcție de înălțimea mijlocului antenei și a factorului de difracție	0,1 . . . 100 W 1,8 . . . 8,5 m	Propagarea prin difracție este o modalitate specială a propagării undelor decimetrice și se utilizează în cazuri rare cînd suprafața accidentată împiedică utilizarea legăturii de vizibilitate directă, dar în ciuda denivelărilor de suprafață face posibilă atingerea unei distanțe eficace mai mare. Calculele în legătură cu propagarea în banda de difracție trebuie efectuate cu mare precizie deoarece aceste rezultate sînt necesare în pronosticarea propagării troposferice.
Propagare prin difracție (muchie de cuțit)	50 . . . 200 km în funcție de înălțimea antenei, de indicele de refracție și de cîștigul antenei (considerînd și obstacolele de teren)	0,1 . . . 100 W 1,8 . . . 8,5 m	
Propagare prin difracție (suprafață accidentată)	50 . . . 200 km în funcție de înălțimea antenei, de indicele de refracție și de atenuarea terenului (trebuie să luăm în considerație și efectul obstacolelor terenului).	0,1 . . . 100 W 1,8 . . . 8,5 m	
Propagare troposferică	110 . . . 950 km în funcție de mai mulți factori.	1 . . . 100 Kw 3 . . . 36 m	În practică se utilizează această legătură sigură de bandă largă numai atunci cînd terenul împiedică utilizarea propagării de vizibilitate directă sau propagării prin difracție.

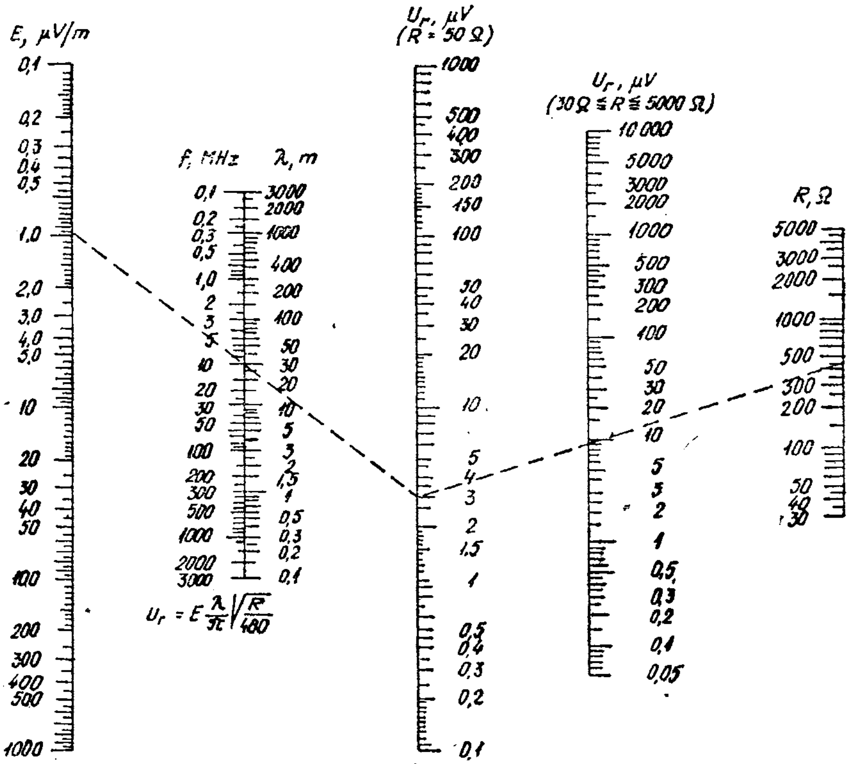


Fig. 3.3

Valorile date în μV (pt. 50 ohmi) pe baza scalei din stînga pot fi transformate în dBm, iar pe scala din mijloc putem citi relația dintre W și dBm.

Exemplu : a) În cazul unei puteri de emisie de 5 W și pierderi de propagare de 90 dB, tensiunea de intrare este de 500 μV.

b) Ca să obținem o tensiune de intrare de minim 50 μV în receptor la o putere de emisie de 5 W, trebuie ca pierderile de propagare să nu depășească 110 dB.

Obs. : Scările dBm și dB sînt liniare, iar cele de W și μV sînt logaritmice.

3.2. LINII DE TRANSMISIE

— Linia terminată pe o **impedanță de sarcină egală cu impedanța caracteristică** a liniei ($Z_s = Z_0$). În acest caz, linia lucrează în regim de unde progresive indiferent de lungimea ei, pe ea neapărînd reflexii. Din punct de vedere al transmisiei, acesta este regimul optim, toată energia de la intrare transferîndu-se pe sarcină.

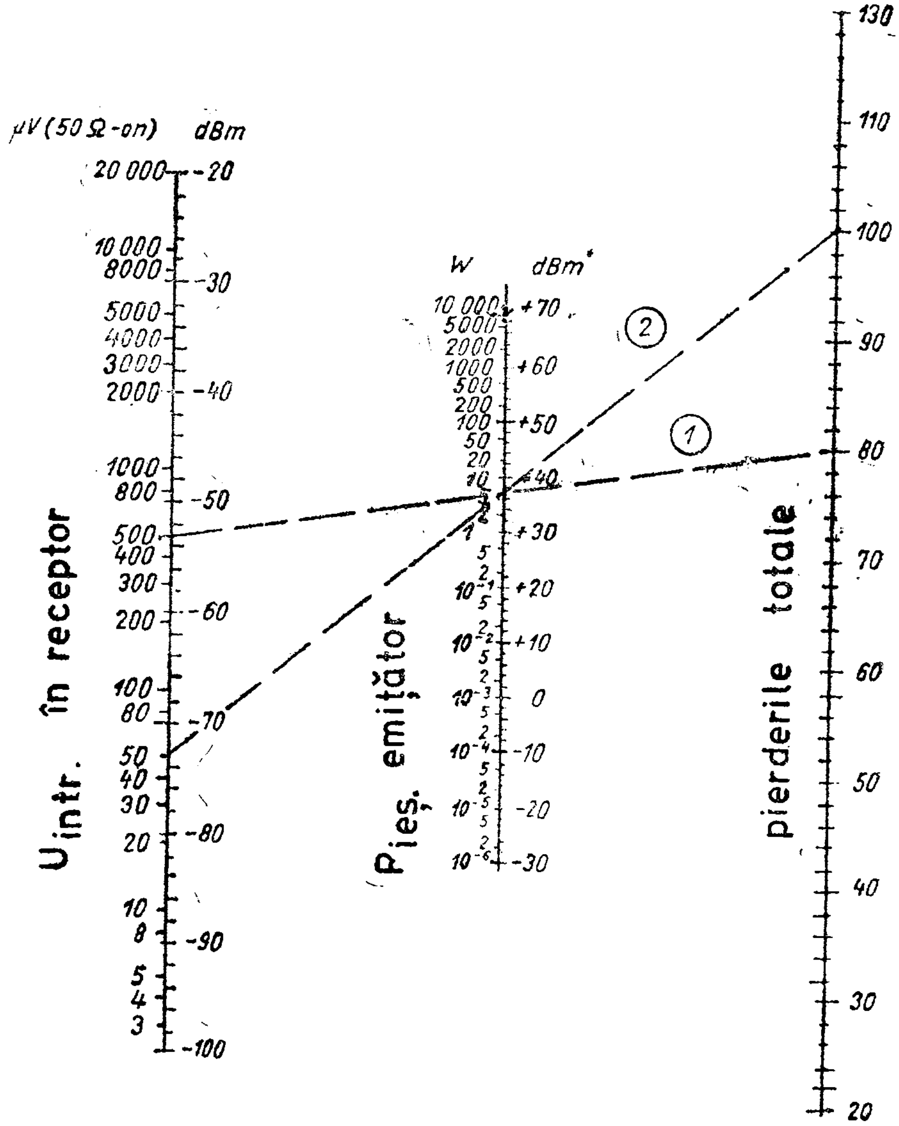


Fig. 3.4

Impedanța de intrare este egală cu impedanța caracteristică, indiferent de lungimea liniei.

— Linia terminată pe **impedanță infinită (linia în gol)**. Lucrează în regim de unde staționare, pe impedanța de sarcină $Z_s = \infty$ apărînd o reflexie totală.

Comportarea unei linii electrice în gol este funcție de lungimea ei. În figura 3.5 este indicată comportarea liniei în gol și echivalența cu elementele clasice de circuit.

Pentru lungimi $l < \frac{\lambda}{4}$ linia are caracter capacitiv, pentru $l = \frac{\lambda}{4}$ impedanța de intrare a liniei tinde spre zero, la fel ca la circuitul rezonant serie la acord, pentru $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$ linia are caracter inductiv, pentru $l = \frac{\lambda}{2}$, impedanța de intrare a liniei tinde spre infinit asemenea circuitului rezonant derivație la rezonanță. Această comportare este de bază, întrucît comportarea liniei este periodică cu $\frac{\lambda}{2}$. Adăugînd multiplii de $\frac{\lambda}{2}$ comportarea liniei nu se modifică. Astfel, impedanța de intrare a unei linii în gol de lungime $\lambda/4$, $\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$ sau în general $n\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4}$ este aceeași, foarte mică, teoretic zero (circuit serie acordat).

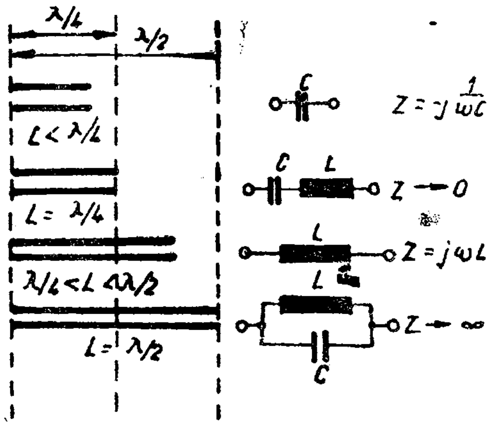


Fig. 3.5

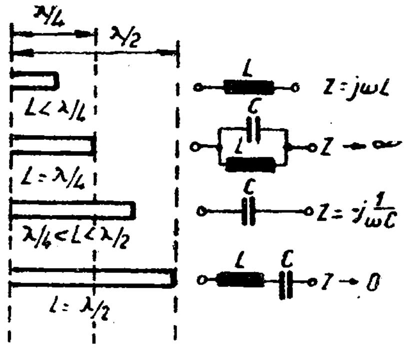


Fig. 3.6

— Linia electrică terminată pe o **impedanță de sarcină zero (linia în scurtcircuit).** În acest caz, linia lucrează în regim de unde staționare datorită reflexiilor totale. Comportarea sa este periodică cu $\lambda/2$, iar echivalența liniei de diferite mărimi cu elementele clasice de circuit este dată în fig. 3.6.

În tabelul 3.2 se indică formule de calcul pentru impedanța caracteristică a unor linii de transmisiune în următoarele situații :

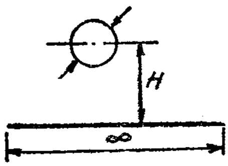
a) un singur fir cu diametrul D la înălțimea H deasupra unui plan de masă infinit ;

b) două fire paralele de diametre D, aflate la distanța S unul de celălalt ;

TABELUL 3.2

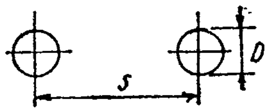
Calculul impedanței caracteristice

a



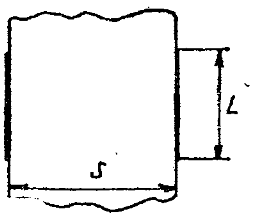
$$Z_0 = 60 \arccos \frac{2H}{D}$$

b



$$Z_0 = 120 \arccos \frac{S}{D}$$

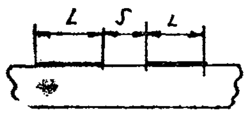
c



$$Z_0 = 120\pi \frac{S}{L} \text{ pentru } S \ll L$$

$$Z_0 = 120 \ln \frac{4S}{L} \text{ pentru } S \gg L$$

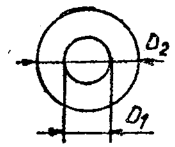
d



$$Z_0 = \frac{60\pi^2}{\ln 4(1+2\frac{L}{S})} \text{ pentru } S \ll L$$

$$Z_0 = 120 \ln 4(2 + \frac{S}{L} \text{ pentru } S \gg L$$

e



$$Z_0 = 60 \ln \frac{D_2}{D_1}$$

c) două trasee paralele de lățime L, separate printr-un dielectric de grosime S (cazul traseelor paralele situate pe două fețe ale unui circuit imprimat);

d) două trasee paralele de lățime L, situate la distanța S, pe aceeași față a unui circuit imprimat;

e) cablu coaxial cu diametrul cablului interior D_1 și diametrul cablului exterior D_2.

Tabelul 3.3 conține sintetic **ecuațiile liniilor de transmisie.**

Tabelul 3.4 conține o serie de relații pentru liniile de transmisie cu pierderi mici.

Tabelul 3.5 conține corespondența dintre pierderile prin reflexie (exprimate în dB) și raportul de unde staționare.

TABELUL 3.3.

Ecuațiile liniilor de transmisie

Parametrul	Expresie generală	Expresie pentru linia ideală
Constanta de propagare	$\gamma=\alpha+j\beta=\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$	$\gamma=j\omega\sqrt{LC}$
Constanta de fază β	Partea imaginară a lui γ	$\beta=\omega\sqrt{LC}=\frac{2\pi}{\lambda}$
Constanta de atenuare α	Partea reală a lui γ	0
Impedanța caracteristică	$Z_0=\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$	$Z_0=\sqrt{\frac{L}{C}}$
Impedanța de intrare	$Z_1=Z_0\frac{Z_r+Z_0\mathrm{tg}h\gamma}{Z_0+Z_r\mathrm{tg}h\gamma}$	$Z_1=Z_0\frac{Z_r+jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta}{Z_0+jZ_r\,\mathrm{tg}\,\beta}$
Impedanța liniei scurt-circuitate $Z_r=0$	$Z_{s.c.}=Z_0\,\mathrm{tg}h\gamma$	$Z_{s.c.}=jZ_0\mathrm{tg}\beta$
Impedanța liniei deschise $Z_r=\infty$	$Z_{0.c.}=Z_0\mathrm{ctg}h\gamma$	$Z_{0.c.}=-jZ\,\mathrm{ctg}\beta$
Transformarea de impedanță cu ajutorul liniei de lungime egală cu un număr impar de $\lambda/4$	$Z=Z_0\frac{Z_r+Z_0\,\mathrm{ctg}\,h\alpha}{Z_0+Z_r\,\mathrm{ctg}\,h\alpha}$.	$Z=\frac{Z_0^2}{Z_r}$
Transformarea de impedanță cu ajutorul liniei de lungime egală cu un număr par de $\lambda/2$	$Z=Z_0\frac{Z_r+Z_0\,\mathrm{tg}\,h\alpha}{Z_0+Z_r\,\mathrm{tg}\,h\alpha}$	$Z=Z_r$
Coeficient de reflexie a tensiunii	$\rho=\frac{Z_r-Z_0}{Z_r+Z_0}=\frac{\text{Semnal reflectat}}{\text{Semnal incident}}$	$\rho=\frac{Z_r-Z_0}{Z_r+Z_0}$

TABELUL 3.4

Relațiile pentru linii de transmisie cu pierderi

Ecuația	Explicații
$r = \frac{1+\|\rho\|}{1-\|\rho\|} = \frac{1+\sqrt{\frac{P_r}{P_i}}}{1-\sqrt{\frac{P_r}{P_i}}}$	r = SWR (raportul de unde staționare) $\|\rho\|$ = mărimea coeficientului de reflexie P_r = puterea reflectată P_i = puterea incidentă.
$\rho = \frac{R-Z_0}{R+Z_0}$ $r = \frac{R}{Z_0}$ $r = \frac{Z_0}{R}$	ρ = coeficientul de reflexie (real) în punctul în care impedanța liniei este reală (R) $R > Z_0$ (la tensiune maximă) $R < Z_0$ (la tensiune minimă)
$\frac{P_r}{P_i} = \|\rho\|^2 = \left(\frac{r-1}{r+1}\right)^2$ $\frac{P_t}{P_i} = 1-\|\rho\|^2 = \frac{4r}{(r+1)^2}$	P_r = puterea reflectată P_i = puterea incidentă P_t = puterea transmisă
$\frac{\alpha_r}{\alpha_m} = \frac{1+\rho^2}{1-\rho^2} = \frac{r^2+1}{2r}$	α_m = constanta de atenuare cînd $r = 1$, linia adaptată. α_r = constanta de atenuare ținînd seama de creșterea pierderilor ohmice provocate de undele staționare
$r_{max} = r_1 r_2$ $r_{min} = \frac{r_2}{r_1}$; $r_2 > r_1$	r_{max} = maximum SWR cînd r_1 și r_2 se combină cel mai prost în fază r_{min} = minimum SWR cînd r_1 și r_2 se combină cel mai bine în fază
$\|\rho\| = \frac{\|X\|}{\sqrt{X^2+4}}$ $r = \frac{\sqrt{X^2+4}+\|X\|}{\sqrt{X^2+4}-\|X\|}$ $\|X\| = \frac{r-1}{\sqrt{r}}$	Relații pentru o reactanță normalizată X în serie cu o rezistență Z_0.
$\|\rho\| = \frac{\|B\|}{\sqrt{B^2+4}}$ $r = \frac{\sqrt{B^2+4}+\|B\|}{\sqrt{B^2+4}-\|B\|}$ $\|B\| = \frac{r-1}{\sqrt{r}}$	Relații pentru o susceptanță normalizată B în paralel cu o admitanță Y_0.

TABELUL 5.3

Pierderile prin reflexie și raporturile de unde staționare corespunzătoare

Pierderea prin reflexie (dB)	Raportul de unde staționare (SWR)	0	1	0	1	0	1
0	1						
0.0	∞	4.7	3.786	9.8	1.957	15.0	1.432
0.1	174.4	4.8	3.710	9.9	1.941	15.1	1.426
0.2	88.72	4.9	3.639	10.0	1.925	15.2	1.421
0.3	58.00	5.0	3.569	10.1	1.910	15.3	1.515
0.4	43.44	5.1	3.503	10.2	1.894	15.4	1.409
0.5	34.78	5.2	3.440	10.3	1.880	15.5	1.404
0.6	28.98	5.3	3.379	10.4	1.865	15.6	1.398
0.7	24.84	5.4	3.320	10.5	1.851	15.7	1.393
0.8	21.73	5.5	3.263	10.6	1.837	15.8	1.387
0.9	19.32	5.6	3.209	10.7	1.824	15.9	1.382
1.0	17.40	5.7	3.156	10.8	1.810	16.0	1.377
1.1	15.81	5.8	3.106	10.9	1.798	16.1	1.372
1.2	14.50	5.9	3.057	11.0	1;785	16.2	1.366
1.3	13.39	6.0	3.010	11.1	1.772	16.3	1.362
1.4	12.43	6.1	2.964	11.2	1.760	15.4	1.357
1.5	11.61	6.2	2.920	11.3	1.748	16.5	1.352
1.6	10.89	6.3	2.877	11.4	1.737	16.6	1.347
1.7	10.25	6.4	2.836	11.5	1.725	16.7	1.342
1.8	9.684	6.5	2.796	11.6	1.714	16.8	1.338
1.9.	9.178	6.6	2.757	11.7	1.703	16.9	1.333
2.0	8.723	6.7	2.720	11.8	1.692	17.0	1.326
2,1	8.311	6.8	2.684	11.9	1.681	17.1	1;324
2.2	7.936	6.9	2.649	12.0	1.671	17.2	1.320
2.3	7.598	7.0	2.615	12.1	1.661	17.3	1.316
2.4	7.285	7.1	2.582	12.2	1.651	17.4	1.312
2.5	6.997	7.2	2.549	12.3	1.641	17.5	1.308
2.6	6.731	7.3	2.518	12.4	1.631	17.6	1.304
2.7	6.485	7.4	2.488	12.5	1.622	17.7	1.305
2.8	6.257	7.5	2.458	12.6	1.612	17.8	1.296
2.9	6.045	7.6	2.430	12.7	1.603	17.9	1.292
3.0	5.847	7.7	2.402	12.8	1.594	18.0	1.288
3.1	5.662	7.8	2.375	12.9	1.586	18.1	1.284
3.2	5.489	7.9	2.348	13.0	1.577	18.2	1.280
3.3	5.327	8.0	2.323	13.1	1.568	18.3	1.277
3.4	5.175	8.1	2.298	13.2	1.560	18.4	1.273
3.5	5.030	8.2	2.273	13.3	1.552	18.5	1.270
3.6	4.894	8.3	2.250	13.4	1.544	18.6	1.266
3.7	4.765	8.4	2.227	13.5	1.536	18.7	1.263
3.8	4.645	8.5	2.204	13.6	1.528	18.8	1.259
3.9	4.529	8.6	2.182	13.7	1.520	18.9	1.256
4.0	4.420	8.7	2.161	13.8	1.513	19.0	1.253
4.1	4.315	8.8	2.140	13.9	1.506	19.1	1.249
4.2	4.216	8.9	2.120	14.0	1.498	19.2	1.246
4.3	4.122	9.0	2.100	14.1	1.491	19.3	1.243
4.4	4.033	9.1	2.081	14.2	1.484	19.4	1.240
4.5	3.947	9.2	2.061	14.3	1.478	19.5	1.237
4.6	3.864	9.3	2.043	14.4	1.471	19.6	1.234
		9.4	2.025	14.5	1.464	19.7	1.231
		9.5	2.008	14.6	1.458	19.8	1.228
		9.6	1.990	14.7	1.451	19.9	1.225
		9.7	1.973	14.8	1.445	20.0	1.222
				14.9	1.439		

TABELUL 3.5 (continuare)

0	1	0	1	0	1	0	1
20.5	1.208	28.0	1.083	35.5	1.034	46.0	1.010
21.0	1.196	28.5	1.078	36.0	1.032	47.0	1.009
21.5	1.184	29.0	1.074	36.5	1.030	48.0	1.008
22.0	1.172	29.5	1.069	37.0	1.029	49.0	1.007
22.5	1.162	30.0	1.065	37.5	1.027	50.0	1.006
23.0	1.152	30.5	1.061	38.0	1.026	51.0	1.0056
23.5	1.143	31.0	1.058	38.5	1.024	52.0	1.0050
24.0	1.135	31.5	1.055	39.0	1.023	53.0	1.0044
24.5	1.127	32.0	1.051	39.5	1.021	54.0	1.0040
25.0	1.119	32.5	1.048	40.0	1.020	55.0	1.0036
25.5	1.112	33.0	1.046	41.0	1.018	56.0	1.0032
26.0	1.105	33.5	1.043	42.0	1.016	57.0	1.0028
26.5	1.099	34.0	1.041	43.0	1.014	58.0	1.0026
27.0	1.094	34.5	1.038	44.0	1.013	59.0	1.0022
27.5	1.088	35.0	1.036	45.0	1.011	60.0	1.0020

TABELUL 3.6

Clasificarea undelor electromagnetice

Lungimea de undă în cm	Lungimea de undă – Alte unități metrice	Frecvența Hz	Denumirea undelor	Denumirea gamei undelor sau a gamei de frecvență
peste 3.10^{11}	peste 3.10^{6} km	sub 10^{-1}	unde de joasă frecvență	frecvențe infrajoase
$3.10^{11} \ldots 3.10^{9}$	$3.10^{6} \ldots 1{,}5.10^{4}$ km	$10^{-1} \ldots 20$		frecvențe joase
6.10^{8}	6.10^{8} km	50		frecvențe industriale
$1{,}5.10^{9} \ldots 1{,}5.10^{6}$	$1{,}5.10^{4} \ldots 15$ km	20 … 20 000		frecvențe acustice
peste 3.10^{5}	peste 3 km	sub 10^{5}	unde radio	unde lungi (UL)
$3.10^{5} \ldots 2.10^{4}$	3 km … 200 m	$(1 \ldots 15).10^{5}$		unde medii (UM)
$5.10^{3} \ldots 10^{3}$	30 … 10 m	$(6 \ldots 30).10^{6}$		unde intermediare
$10^{3} \ldots 10^{2}$	10 … 1 m	$(3 \ldots 30).10^{7}$		unde scurte (US)
100 … 10	1 … 0,1 m	$(3 \ldots 30).10^{8}$		unde metrice (UUS—FIF)
				unde decimetrice (UUS—UIF)
10 … 1	10 … 1 cm	$(3 \ldots 30).10^{9}$	unde ultraradiofonice	unde centimetrice (SIF)
1 … 0,1	10 … 1 mm	$(3 \ldots 30).10^{10}$		unde milimetrice (EIF)
$10^{-1} \ldots 10^{-2}$	1 … 0,1 mm	$(3 \ldots 30).10^{11}$		unde de trecere
$10^{-2} \ldots 10^{-3}$	100 … 10 µm	$(3 \ldots 400).10^{12}$	radiații infraroșii	unde decamicronice
$10^{-3} \ldots 0{,}76.10^{-4}$	10 … 0,76 µm			unde micronice
$(0{,}76 \ldots 0{,}62).10^{-4}$	7 600 … 6 200 Å	$(4 \ldots 8)\ .10^{14}$	radiații luminoase	radiații roșii
$(0{,}62 \ldots 0{,}59).10^{-4}$	6 200 … 5 900 Å			radiații portocalii
$(0{,}59 \ldots 0{,}56).10^{-4}$	5 900 … 5 600 Å			radiații galbene
$(0{,}56 \ldots 0{,}50).10^{-4}$	5 600 … 5 000 Å			radiații verzi
$(0{,}50 \ldots 0{,}48).10^{-4}$	5 000 … 4 800 Å			radiații albastru-deschis
$(0{,}48 \ldots 0{,}45).10^{-4}$	4 800 … 4 500 Å			radiații albastru-închis
$(0{,}45 \ldots 0{,}38).10^{-4}$	4 500 … 3 800 Å			radiații violete
$(0{,}38 \ldots 0{,}05).10^{-4}$	3 800 … 500 Å	$(8 \ldots 600).10^{14}$	radiații ultraviolete	ultravioletul apropiat
$(500 \ldots 5).10^{-7}$	500 … 50 Å			ultravioletul îndepărtat
$(50 \ldots 1).10^{-8}$	50 … 1 Å	$6.10^{16} \ldots 7{,}5.10^{19}$	radiații X	radiații limită
$(10 \ldots 4).10^{-9}$	1 … 0,4 Å			radiații moi
$(40 \ldots 4).10^{-10}$	0,4 … 0,04 Å			radiații dure
$(4 \ldots 1).10^{-10}$	40 … 10 X	$7{,}5.10^{19} \ldots 3.10^{21}$	radiații X	radiații deca X
$(10 \ldots 1).10^{-11}$	10 … 1 X			radiații X
<1 pm			radiații γ	radiații γ

TABELUL 3.7

Game de frecvență pentru radiodifuziune

Unde lungi (UL) :	150–285 kHz ; 2 000–1 000 m ;
	de la 01.02.86 ; 148,5–283,5 kHz
Unde medii (UM) :	525–1 605 kHz ; 571–187 m ;
	de la 01.01.82 ; 526,5–1 606,5 kHz
Unde scurte (US) :	2–30 MHz ; 150–10 m.
Unde ultrascurte (UUS) ;	
	OIRT 65–73 MHz ; 4,61–4,11 m
	CCIR 88–104 MHz sau 88–108 MHz.
Stațiile de radiodifuziune de unde scurte sînt grupate în următoarele benzi :	
banda de 49 m : 5,95–6,2 MHz ;	
banda de 41 m : 7,1–7,3 MHz ;	
banda de 31 m : 9,5–9,9 MHz ;	
banda de 25 m : 11,65–12,05 MHz ;	
banda de 19 m : 15,1–15,6 MHz ;	
banda de 16 m : 17,75–17,9 MHz ;	
banda de 11 m : 25,6–26 MHz.	

3.3. ANTENE

Nomograma din figura 3.7 dă posibilitatea determinării **înălțimii eficace (sau efective) de recepție a unei antene cadru.**

Înălțimea eficace a unei antene h_{ef} este parametrul principal care caracterizează proprietățile sale de recepție și de radiație.

Înmulțind valoarea înălțimii eficace a unei antene h_{ef} cu intensitatea cîmpului electric în punctul în care are loc recepția se obține tensiunea electromotoare a semnalului la intrarea radioreceptorului. Invers, cunoscînd sensibilitatea în tensiune la intrarea receptorului E_{in} și h_{ef}, se calculează ușor sensibilitatea în cîmp.

Înălțimea eficace a unei antene depinde de dimensiunile ei geometrice și configurația respectivă.

O posibilă clasificare a antenelor este următoarea :

— antene liniare,

— antene de apertură,

— antene de undă progresivă.

În tabelul 3.8. se prezintă principalele caracteristici ale cîtorva tipuri de antene. Pentru fiecare tip sînt indicate : denumirea antenei, relații dimensionale exprimate în funcție de lungimea de undă, schema într-un sistem de coordonate dat, impedanța în ohmi măsurată la frecvența de rezonanță f_r, banda de trecere la 3 dB exprimată în procente, cîștigul exprimat în dB față de antena izotropă și de dipolul $\lambda/2$, polarizarea pentru aranjamentul respectiv și caracteristicile de radiație referitoare la zonele Fraunhofer în cele trei planuri perpendiculare ale sistemului de coordonate. În tabel este cuprins și tipul de antenă izotropă, des folosit în practică drept referință la măsurarea caracteristicii de radiație și a cîștigului. Antenele cuprinse în tabel pot fi polarizate atît orizontal cît și vertical. Alimentarea

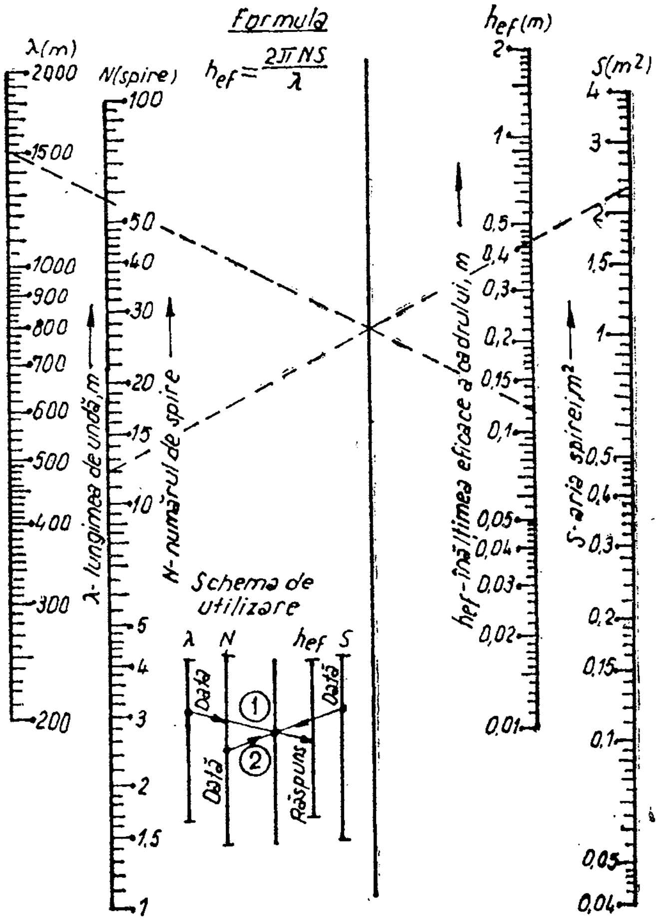


Fig. 3.7

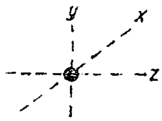
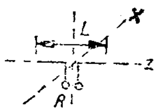
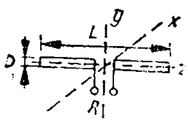
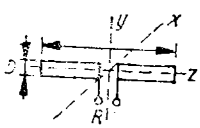
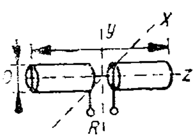
antenelor poate fi simetrică, asimetrică cît şi prin transformator simetric—asimetric.

În fig. 3.8. sînt prezentate caracteristici de radiaţie corespunzătoare tipurilor de antene din tabelul 3.8.

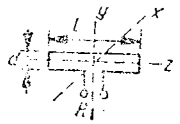
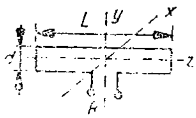
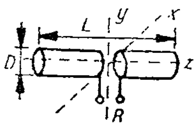
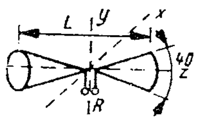
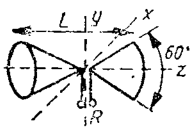
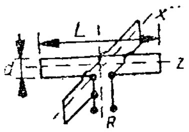
Cu nomograma din fig. 3.9. se poate efectua **calculul randamentului antenelor**. Randamentul de radiaţie este raportul dintre puterea radiată şi puterea totală care ajunge la intrarea antenei. Puterea totală reprezintă suma dintre puterile de emisie şi cele care se pierd prin disipaţie termică. Puterea care ajunge la intrarea antenei este diferenţa dintre puterea emisă şi puterea reflectată datorită neadaptării antenei. **Eficacitatea antenei** este raportul dintre puterea radiată şi puterea cedată de emiţător în cazul adaptării, adică puterea de intrare.

TABELUL 3.8

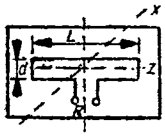
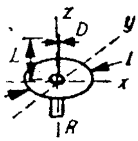
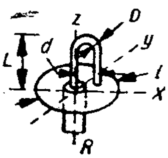
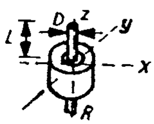
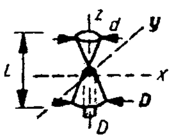
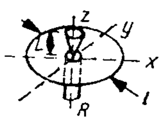
Tipuri de antene

Tipul	Schema	Impedanța la frecvența de rezonanță Ω	Banda de trecere de 3 dB %	Cîștig dB a) față de o antenă izotrop	Cîștig dB b) față de dipolul λ/2	Polarizarea	Caracteristica de radiație (vezi fig. 3.8)
1	2	3	4	5	6	7	8
Antenă izotropă		—	—	0	−2,14	—	A
Dipol scurt ($L<\lambda/2$)		mare	mică	1,74	−0,4	H	B
Dipol subțire ($L=\lambda/2$, $L/D=276$)		60	34	2,14	0	H	B
Dipol gros ($L=\lambda/2$, $L/D=51$)		49	55	2,14	0	H	B
Dipol cilindric ($L=\lambda/2$, $L/D=10$)		37	100	2,14	0	H	B

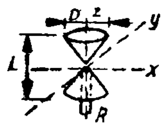
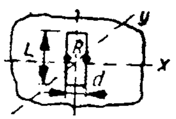
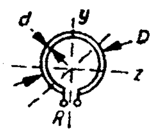
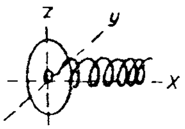
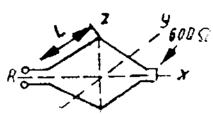
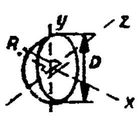
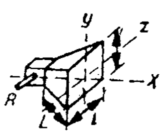
TABELUL 3.8 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
Dipol îndoit ($L=\lambda/4$, $L/d=13$)		6 000	5	1,64	−0,5	H	B
Dipol îndoit ($L=\lambda/2$, $L/d=25{,}5$)		300	45	2,14	0	H	B
Dipol cilindric ($L=\lambda$, $L/D=9{,}6$)		150	130	3,64	1,5	H	B
Antenă conică dublă ($L=\lambda/2$)		72	100	2,14	0	H	B
Antenă conică dublă ($L=\lambda$)		350	200	2,14	0	H	B
Dipol încrucișat ($L=\lambda/2$, $L/d=25{,}5$)		150	50	−0,86	−3	H	C

TABELUL 3.8 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
Dipol îndoit pe o suprafață reflectantă ($L=\lambda/2$, $L/d=2,5$, la distanța $\lambda/4$ deasupra suprafeței)		150	20	7,14	5	H	D
Dipol deasupra unui plan conductor de suprafață mică ($L=\lambda/4$, $L/D=53$, $l=2\lambda$)		28	40	2,14	0	V	E
Unipol îndoit deasupra unui plan conductor de suprafață mică ($L=\lambda/4$, $L/D=53$, $l=2\lambda$, $L/d=13$)		150	45	2,14	0	V	E
Dipol coaxial ($L=\lambda/4$, $L/D=40$)		50	16	2,14	0	V	E
Dipol coaxial dublu conic ($L=\lambda/2$, $d=\lambda/8$, $D=3\lambda/8$)		72	200	2,14	0	V	E
Con cu disc ($L=\lambda/4$, $l=\lambda$)		50	300	2,14	0	V	E

TABELUL 3.8 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
Pîlnie conică dublă ($L=9\lambda/2$, $D=14\lambda$)		20	25	14,14	12	V	E
Fantă decupată într-o suprafață mare ($L=\lambda/2$, $l/d=29$)		350	70	2,14	0	H	F
Buclă verticală de undă întreagă ($D=\lambda/\pi$, $D/d=36$)		45	13	3,14	1	H	B
Antenă elicoidală deasupra unei plase cu lungimea 6λ, avînd 6 spire cu $\lambda/4$		130	200	10,14	8	circulară	G
Antenă rombică ($L=9\lambda$, $l=9\lambda/2$)		600	100	16,74	14,5	H	H
Antenă parabolică cu alimentarea prin dipol îndoit ($\lambda/2$, $D=5\lambda/2$)		300	30	14,74	12,5	H	H
Antenă tip pîlnie cu alimentare coaxială ($l=3\lambda$, $L=3\lambda$)		50	35	15,14	13	H	H

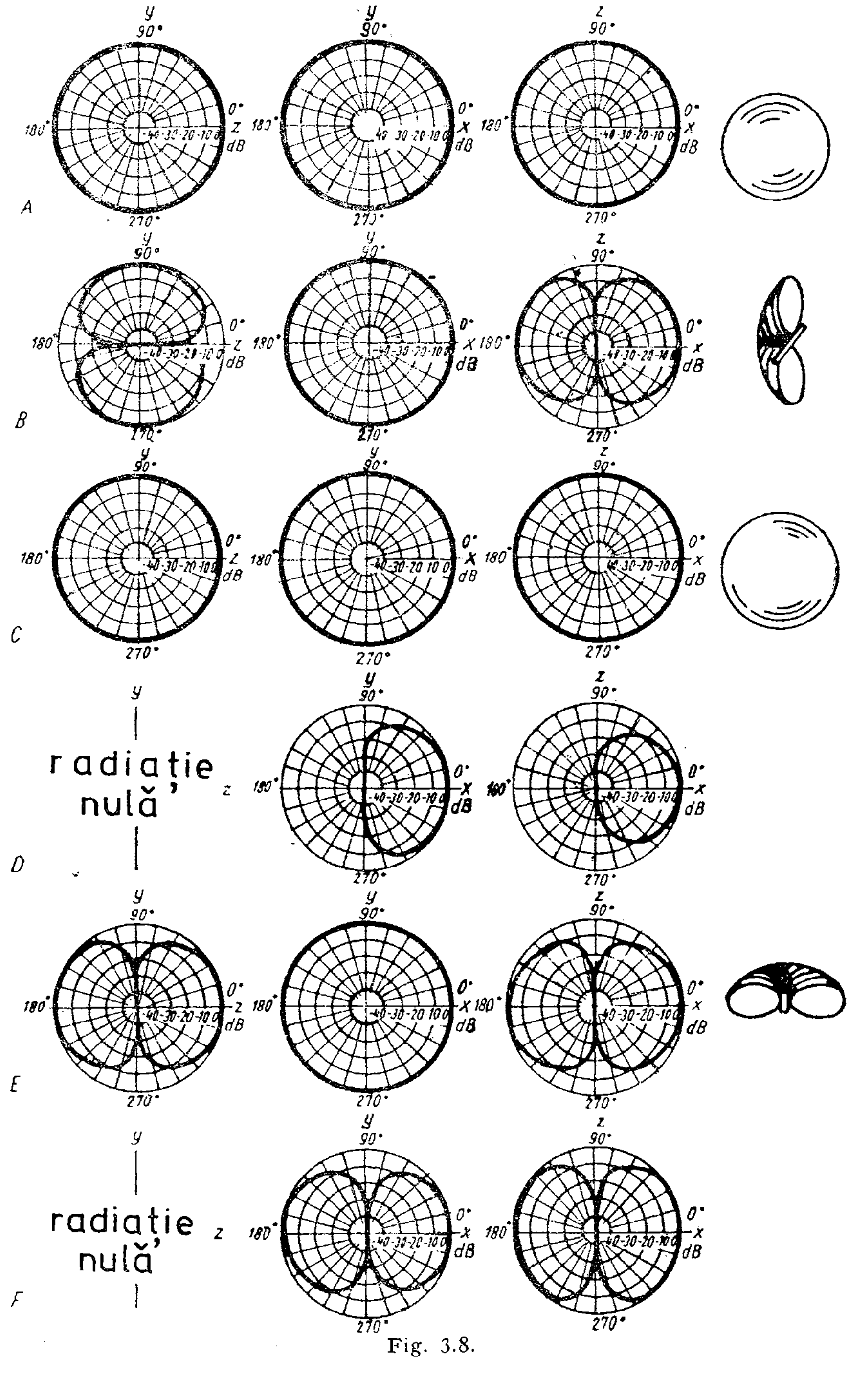

A
B
C
D
E
F
y
z
x
90°
180°
0°
270°
dB
-40 -30 -20 -10 0
radiație nulă
radiație nulă

Fig. 3.8.

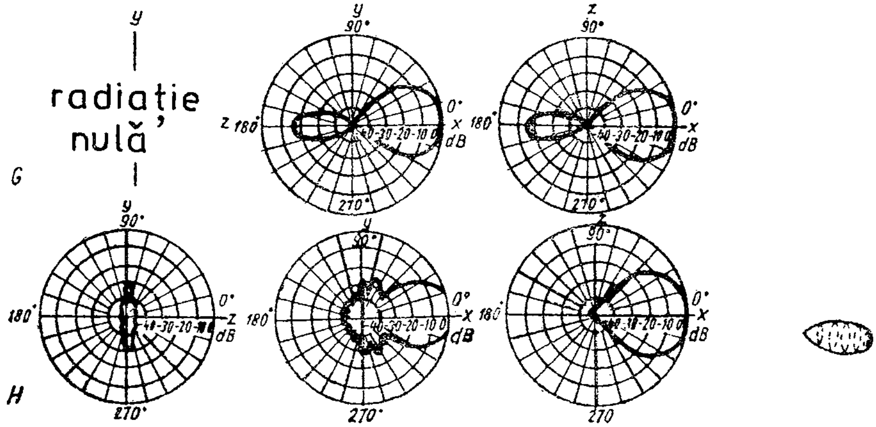


Fig. 3.8 (continuare)

eficacitate = 9(raport tens.—undă staționară)/(raport tens.—undă staționară + 1)² ×randament

Exemplu : Eficacitatea unei antene cu randament 60% în cazul unui raport de tens.-undă staționară 2,5 este 48%, față de antena perfect adaptată, care are eficacitatea de 100%.

Nomograma din fig. 3.10. exprimă **relațiile dintre banda de trecere, sensibilitatea și factorul de zgomot al receptorului**, avînd la bază relația referitoare la factorul de zgomot al receptorului :

$$F = \frac{(mU_0\sqrt{P_z/P_s})^2}{2R(4kT\Delta f)}, \text{ unde :}$$

F — factorul de zgomot,
m — indicele de modulație,
P_z — puterea zgomotului,
P_s — puterea semnalului,
k — constanta lui Boltzmann, $1{,}38 \times 10^{-23}$ joule/K,
R — impedanța antenei,
T — temperatura în grade K,
Δf — banda de trecere de audiofrecvență la 6 dB,
U_0 — tensiunea de ieșire a generatorului de semnal în μV.

La ridicarea nomogramei s-a considerat impedanța nominală a antenei de 52 ohmi, valoare aproximativă la temperatura de 300 K. Pentru determinarea factorului de zgomot al receptorului, unim cu o dreaptă punctele corespunzătoare sensibilității și benzii de trecere în așa fel încît să intersecteze dreapta corespunzătoare factorului de zgomot.

Exemplu : În cazul unei sensibilități de $10\mu V$ și a unei benzi de trecere de 6 kHz, valoarea factorului de zgomot este 100, adică 20 dB.

Nomograma din fig. 3.11 permite **determinarea distanței active a legăturii de vizibilitate directă în banda de unde ultrascurte.** Distanța

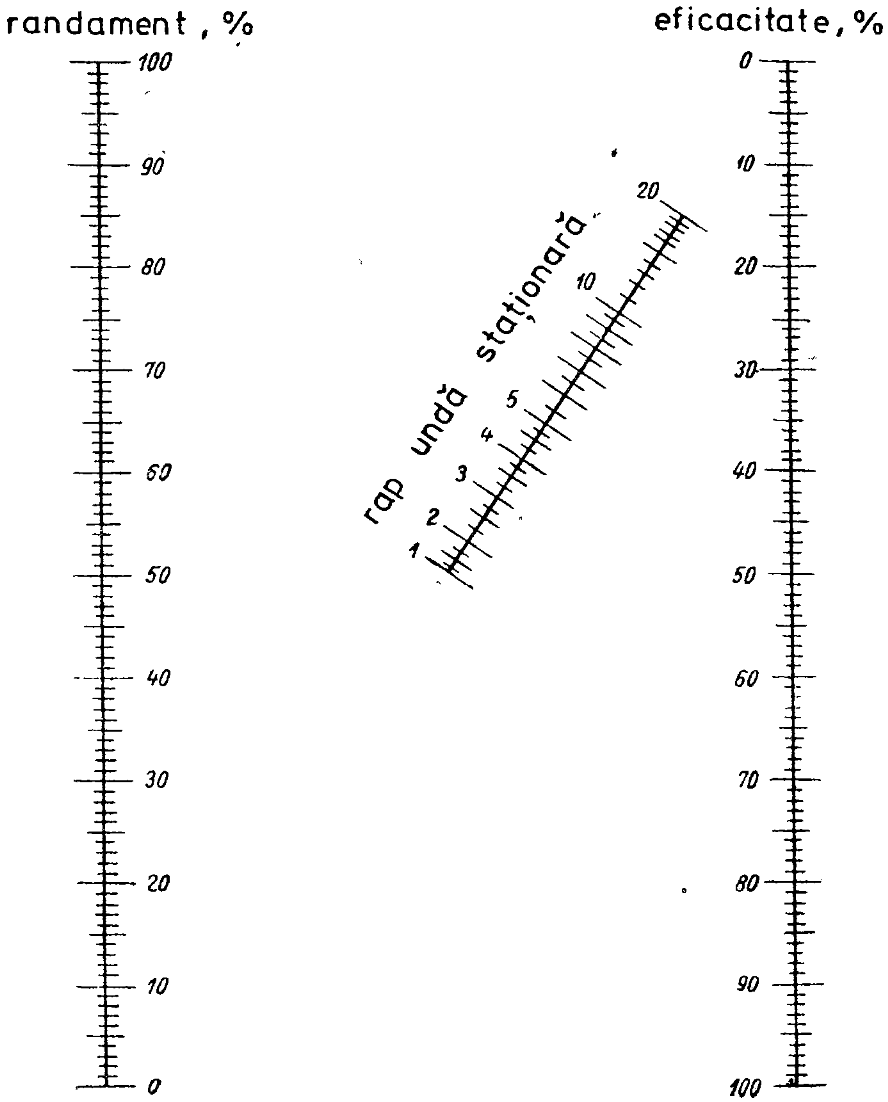

randament, %
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
eficacitate, %
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
rap undă staționară
1
2
3
4
5
10
20

Fig. 3.9

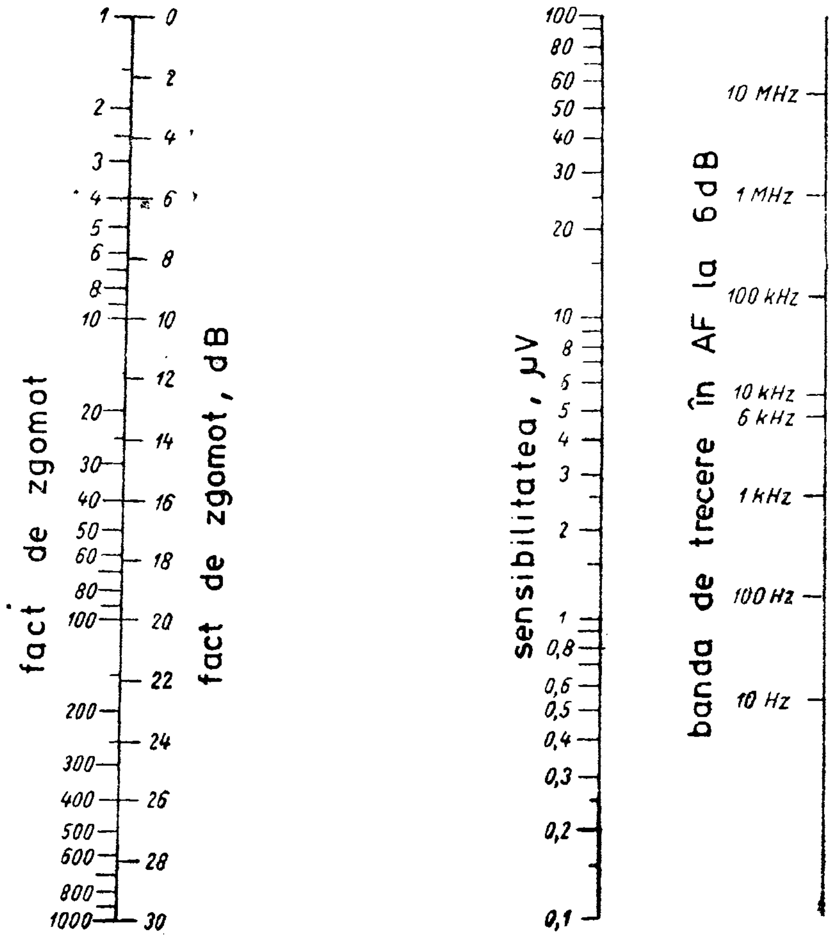


Fig. 3.10

teoretică maximă, care poate fi acoperită (radiată), este egală cu distanţa orizontului optic sau geometric al antenei şi poate fi calculată cu relaţia: $D=3{,}59(\sqrt{H_r}+\sqrt{H_e})$ unde:

D — distanţa dintre antena de emisie şi antena de recepţie, în km.

H_r şi H_e — înălţimea efectivă faţă de nivelul pământului a antenelor de recepţie, respectiv de emisie, în m. Din cauza difracţiei atmosferice distanţa se măreşte de $2/\sqrt{3}$ ori, astfel distanţa de vizibilitate „radio“ în cazul unei difracţii normale rezultă dintr-o formulă similară cu precedenta, cu deosebirea că factorul 3,59 se înlocuieşte cu 4,15.

Exemplu : Pentru o antenă de recepţie de 9 m şi una de emisie de 80 m, distanţa de vizibilitate optică este 30,4 km, iar distanţa de vizibilitate „radio“ este 35,2 km.

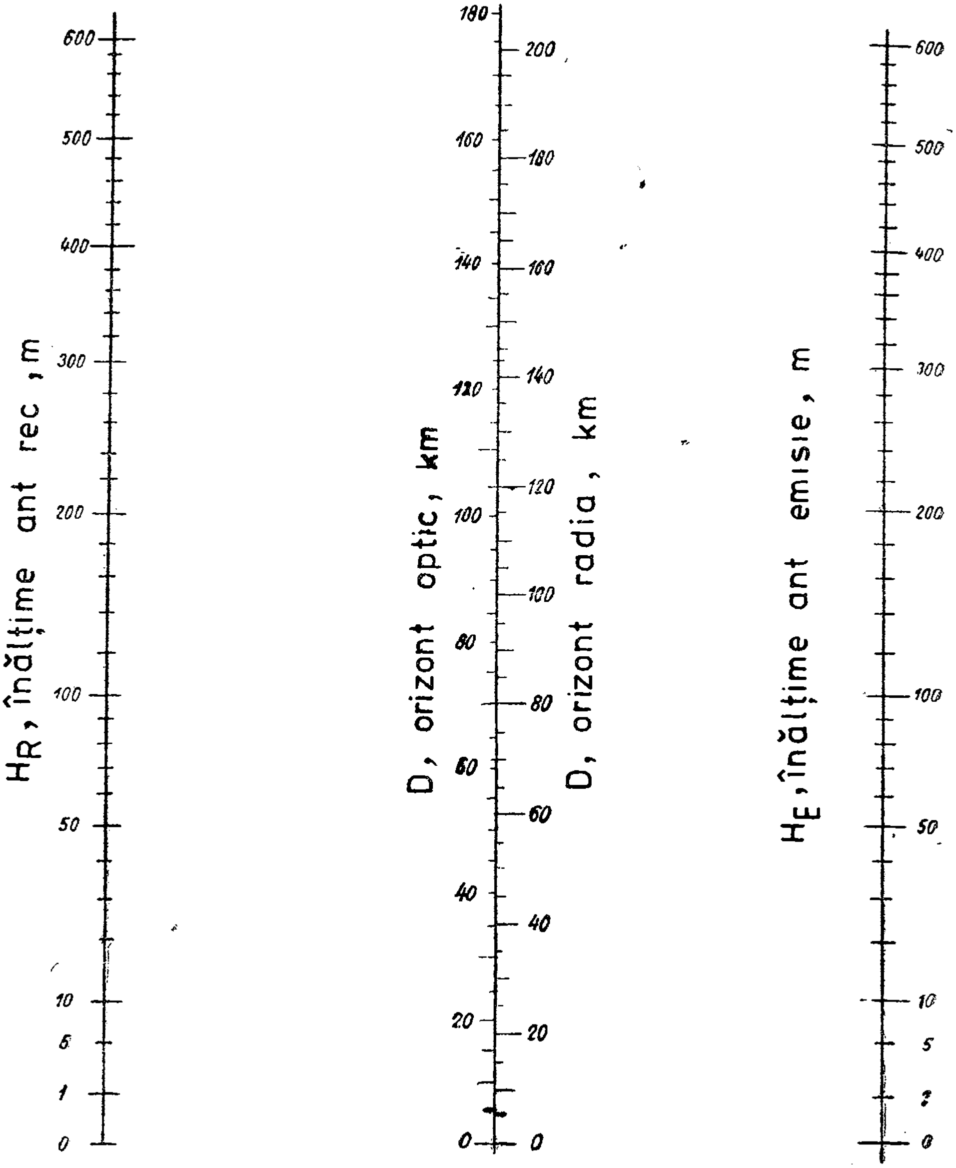

H_R, înălţime ant rec , m
600
500
400
300
200
100
50
10
5
1
0
D, orizont optic, km
180
160
140
120
100
80
60
40
20
0
D, orizont radia , km
200
180
160
140
120
100
80
60
40
20
0
H_E, înălţime ant emisie, m
600
500
400
300
200
100
50
10
5
0

Fig. 3.11

3.3.1. Antene YAGI

Antenele Yagi cu canal de unde sînt bazate pe utilizarea dipolului în λ/2.

TABELUL 3.9

Dimensiunile dipolului închis în λ/2 și ale buclei de adaptare (fig 3. 12)

Dimensiunea mm	Canalul de televiziune											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
l	2 760	2 310	1 790	1 620	1 510	780	780	710	710	650	650	650
l_b	1 900	1 600	1 240	1 120	1 030	560	560	500	500	500	460	460

TABELUL 3.10

Dimensiunile constructive ale antenei Yagi cu trei elemente (R+V+D) (fig. 3.13)

Canal	l_R(mm)	l_V(mm)	l_D(mm)	a (mm)	b (mm)
1	2 830	2 605	2 320	850	850
2	2 420	2 230	1 980	725	725
3	1 860	1 710	1 520	555	555
4	1 705	1 570	1 400	510	510
5	1 555	1 430	1 275	470	470
6	840	735	690	420	420
7	805	710	660	400	400
8	770	680	630	385	385
9	740	650	605	370	370
10	710	625	580	355	355
11	690	605	565	345	345
12	600	580	540	230	230

Diametrul țevii: 8 ... 20 mm

Elementele care sînt plasate în fața dipolului activ-vibrator — în direcția postului recepționat—au rolul esențial de a mări directivitatea și cîștigul antenei, se numesc directoare și sînt mai scurte decît vibratorul. Elementele plasate în spatele vibratorului au rolul important de a opri recepția undelor care vin din partea opusă (din spate) contribuind, la îmbunătățirea raportului față-spate, și se numesc reflectoare.

Mărirea numărului de directoare conduce la mărirea lungimii fizice și electrice a antenei și, prin aceasta, la mărirea cîștigului și la reducerea impedanței.

Dimensiunile constructive ale antenei Yagi cu

Canalul	1	2	3	4	5
l_R (mm)	3 130	2 650	2 000	1 870	1 710
l_V (mm)	3 760	2 340	1 790	1 620	1 510
l_{D1} (mm)	2 510	2 130	1 650	1 500	1 370
l_{D2} (mm)	2 490	2 100	1 620	1 485	1 360
l_{D3} (mm)	2 430	2 060	1 600	1 450	1 330
a (mm)	1 200	1 030	790	720	660
b (mm)	730	620	480	435	400
c (mm)	700	590	460	420	380
d (mm)	740	625	485	440	400

Diametrul țevii : 8 ... 20 mm

Dimensiunile constructive ale antenei Yagi cu

Canalul	l_R (mm)	l_V (mm)	l_{D1} (mm)	l_{D2} (mm)	l_{D3} (mm)	l_{D4} (mm)
6	840	700	695	710	695	685
7	800	670	660	670	660	650
8	770	645	640	650	640	625
9	740	620	615	620	614	600
10	710	595	585	595	585	575
11	685	575	570	580	570	560
12	660	555	550	560	550	510

Diametrul țevii : 8 ... 20 mm

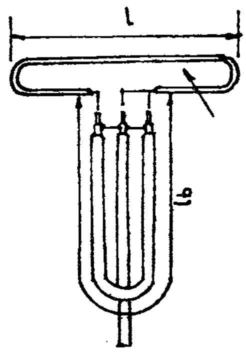


Fig. 3.12

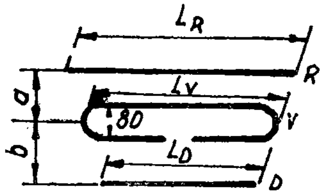


Fig. 3.13

TABELUL 3.11

cinci elemente (R+V+3D) (figura 3.14)

6	7	8	9	10	11	12
840	810	780	740	710	685	690
730	700	680	650	605	580	550
720	680	660	640	610	580	560
720	680	660	610	610	580	560
700	660	650	610	610	570	530
325	310	300	290	270	260	240
210	210	200	160	190	190	250
500	530	490	450	445	390	385
420	365	370	380	315	350	340

TABELUL 3.12

şapte elemente (R+V+5D) (figura 3.15)

l_{D5} (mm)	a (mm)	b(mm)	c (mm)	d (mm)	e (mm)	f (mm)
670	500	595	420	400	265	280
640	475	280	400	380	250	270
615	455	270	385	370	245	260
580	435	260	370	355	235	250
265	420	250	355	340	225	240
550	405	210	345	330	220	230
530	390	230	335	315	210	225

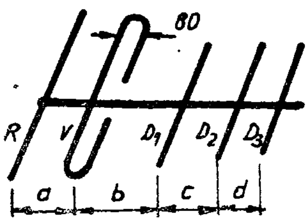


Fig. 3.14

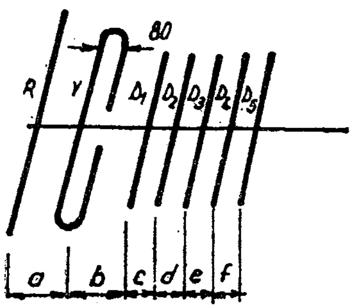


Fig. 3.15

TABELUL 3.13

Date constructive ale antenei Yagi cu 9 elemente (3R+V+5D) pt. UIF (Cîştigul : 10 dB ; banda de trecere : 35 MHz ; Z la borne : 275 Ω) (Figura 3. 16)

Canale	21 — 25	26 — 30	31 — 35	36 — 40	41 — 45	46 — 50	51 — 55	56 — 60
R în mm	377	348	324	303	284	268	253	210
V, în mm	308	284	261	247	232	218	207	196
D_1, în mm	293	270	252	235	221	208	196	186
D_2, în mm	290	267	249	232	218	205	194	181
D_3, în mm	287	264	246	229	215	203	192	182
D_4, în mm	283	260	243	226	213	200	189	179
D_5, în mm	279	257	240	223	210	198	187	177
a, în mm	240	240	240	240	230	230	230	230
b, în mm	140	129	120	112	105	90	94	89
c, în mm	72	67	62	58	51	51	49	46
d, în mm	92	85	79	74	69	65	62	59
e, în mm	104	96	89	83	78	74	69	66
f, în mm	121	112	104	97	91	86	81	77
g, în mm	132	122	113	105	99	94	88	81
S, în mm	40	40	40	40	40	40	40	40
L_9, în mm	700	650	610	570	540	510	490	470
λ_m, în m	0,612	0,566	0,527	0,492	0,462	0,435	0,411	0,390
B (lungimea buclei $\lambda/2$), în mm	202	186	174	162	152	143	135	128

Dimensiunile dipolului în fig. 3.19

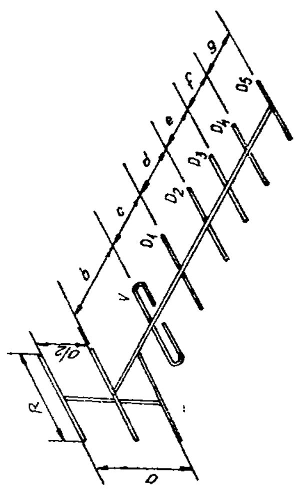


Fig. 3.16

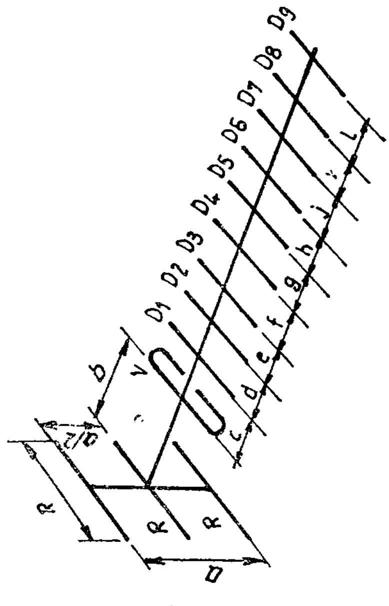


Fig. 3.17

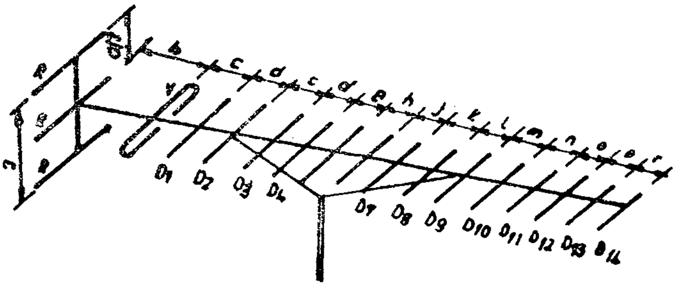


Fig. 3.18

TABELUL 3.14

Datele constructive ale antenei Yagi cu 13 elemente (3D+V+9V) (Cîştigul : 11,8 dB ; banda de trecere : 32– 35 MHz ; Z la borne : 250 Ω (Figura 3.17)

Canale	21 – 25	26 – 30	31 – 35	36 – 40	41 – 45	46 – 50	51 – 55	56 – 60
R, în mm	377	348	324	203	281	268	253	240
V, în mm	308	284	264	247	232	218	207	196
D_1, în mm	293	270	252	235	221	208	196	186
D_2, în mm	290	267	249	232	218	205	194	181
D_3, în mm	287	261	246	229	215	203	192	182
D_4, în mm	283	260	243	226	213	200	189	179
D_5, în mm	279	257	240	223	210	198	187	177
D_6, în mm	276	254	237	220	207	195	185	175
D_7, în mm	272	251	234	217	205	193	183	173
D_8, în mm	269	248	231	214	202	192	181	171
D_9, în mm	265	245	228	210	200	189	179	169
a, în mm	240	240	240	240	230	230	230	230
b, în mm	140	120	120	112	105	99	94	89
c, în mm	72	67	62	58	54	51	49	46
d, în mm	92	85	79	74	69	65	62	59
e, în mm	104	96	89	83	78	74	69	66
f, în mm	121	112	104	97	81	86	81	77
g, în mm	132	122	113	105	99	94	88	84
h, în mm	133	123	114	106	100	95	89	85
j, în mm	134	124	115	107	101	96	90	86
k, în mm	136	126	117	109	102	96	91	87
l, în mm	137	127	118	110	103	97	92	87
S, în mm	40	40	40	40	40	40	40	40
L_{13}, în mm	1 250	1 170	1 100	1 040	970	910	860	820

Dimensiunile dipolului în fig. 3.19

TABELUL 3.15

Datele constructive ale antenei Yagi cu 18 elemente (3R+V+14D) Cîștigul : 13,5 dB ; banda de trecere : 30— 32 MHz ; Z la borne : 240Ω (Figura 3.18)

Canale	21 — 25	26 — 30	31 — 35	36 — 40	41 — 45	46 — 50	51 — 55	56 — 60
R, în mm	377	348	324	303	284	268	253	240
V, în mm	308	284	264	247	232	218	207	196
D_1, în mm	293	270	252	235	221	208	196	186
D_2, în mm	290	267	249	232	218	205	291	181
D_3, în mm	287	264	246	229	215	203	192	182
D_4, în mm	283	260	243	226	213	200	189	179
D_5, în mm	279	257	240	223	210	198	187	177
D_6, în mm	276	254	237	220	207	195	185	175
D_7, în mm	272	251	234	217	205	193	183	173
D_8, în mm	269	248	231	214	202	192	181	171
D_9, în mm	265	245	228	210	200	189	179	169
D_{10}, în mm	262	242	225	207	197	187	177	167
D_{11}, în mm	259	239	222	204	195	184	175	165
D_{12}, în mm	256	236	219	200	192	181	172	162
D_{13}, în mm	253	233	216	197	190	179	170	160
D_{14}, în mm	250	231	213	194	187	176	168	158
a, în mm	240	240	240	240	230	230	230	230
b, în mm	140	129	120	112	105	99	94	89
c, în mm	72	67	62	58	51	51	49	46
d, în mm	92	85	75	71	69	65	62	59
e, în mm	104	96	89	83	78	71	69	66
f, în mm	121	112	104	97	91	86	81	77
g, în mm	132	122	133	105	99	94	88	84
h, în mm	133	123	114	106	100	95	89	85
j, în mm	134	121	115	107	101	96	90	86
k, în mm	136	126	117	109	102	96	91	87
l, în mm	137	127	118	110	103	97	92	87
m, în mm	138	128	119	111	104	98	93	88
n, în mm	139	129	120	112	105	99	94	89
o, în mm	140	130	121	113	106	100	95	90
p, în mm	141	131	122	114	107	101	96	91
r, în mm	142	132	123	115	108	102	97	92
L_{18} în mm	1 950	1 810	1 680	1 570	1 485	1 400	1 325	1 200

Dimensiunile dipolului în fig. 3.19

În timp ce un director suplimentar atașat unei antene cu 3 elemente avînd un reflector, un vibrator și un director ($R+V+D$) mărește cîștigul de la 5 la 6,5—7 dB, adică cu 1,5—2dB (respectiv 18 — 26% în tensiune), prin adăugarea unui director la o antenă de 10 elemente ($R+V+8D$) se obține un cîștig suplimentar de numai 0,4—0,5 dB.

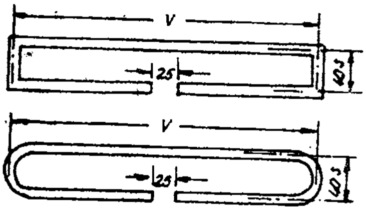


Fig. 3.19

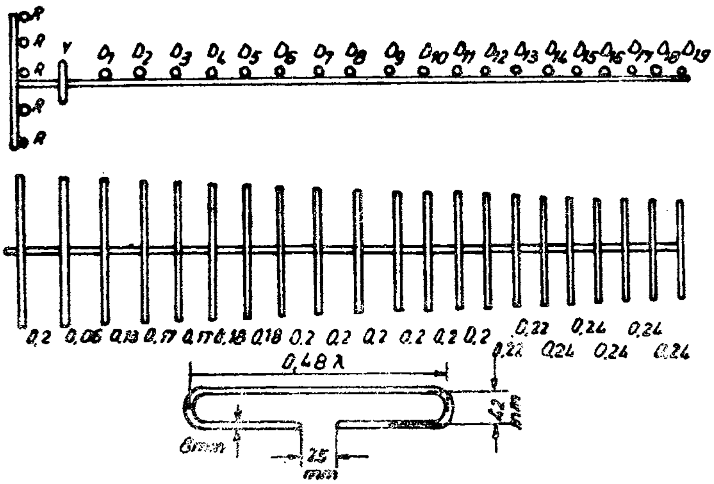


Fig. 3.20

TABELUL 3.16

Datele constructive ale antenei Yagi cu 25 elemente (5R + V + 19D) (Figura 3.20)

Dimensiunile elementelor		Distanța între elemente	
R	0,6 λ		
V	0,48 λ	$V-R$	0,2 λ
D_1	0,41 λ	$V-D_1$	0,08 λ
$D_{2,3}$	0,40 λ	D_1-D_2	0, 13 λ
$D_{4,5,6}$	0,39 λ	D_2-D_3, D_3-D_4	0, 17 λ
$D_{7,8,9}$	0,38 λ	D_4-D_5, D_5-D_6	0, 18 λ
D_{10-14}	0,37 λ	$D_6 \ldots D_{12}$	0,2 λ
D_{15-17}	0,36 λ	$D_{12} \ldots D_{14}$	0,22 λ
B_{18-19}	0,35 λ	$D_{14} \ldots D_{19}$	0,24 λ

CAPITOLUL IV

ELECTROACUSTICA

4.1. DETERMINAREA TENSIUNII DE IEȘIRE A MICROFOANELOR

Nomograma din fig. 4.1. permite **determinarea relației dintre tensiunea de ieșire a diferitelor tipuri de microfoane și valorile presiunii acustice instantanee.** Valorile intensității sonore și ale puterii de ieșire sînt date în ipoteza conform căreia microfonul este studiat ca generator, la intrarea căruia se află presiune acustică, iar la ieșire apare tensiune sau putere. La microfoanele de impedanță mică, puterea se exprimă în dB pentru o putere acustică de 10 dyn/cm² (1 Pascal) față de o putere de 1 mW. În cazul microfoanelor de impedanță mare, puterea se exprimă în dB pentru o putere acustică de 1 dyn/cm² (0,1 Pascal) față de o putere de 1 W. (Puterea de ieșire în ambele cazuri de mai sus se referă la o încărcare reală egală cu impedanța microfonului).

Această nomogramă a fost elaborată pentru preamplificatoarele de microfon de impedanță mică adaptate la impedanța microfonului.

4.2. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Schema de principiu a **amplificatorului cu cuplaj RC** este reprezentată în figura 4.2.

În domeniul frecvențelor medii, elementele reactive se neglijează și sînt valabile relațiile :

$$R_{intr}=r_b+r_e\frac{r_c+R_s}{r_c(1-\alpha)+R_s}=\frac{h_{11e}+\Delta h_e R_s}{1+h_{22}R_s}$$

$$R_{ies}=r_c(1-\alpha)+r_e\frac{r_m+R_g+r_b}{r_e+er_b+R_g}=\frac{h_{11e}+R_g}{\Delta h_e+h_{22e}+R_g}$$

$$\mathbf{A}_u=-\frac{r_c R_s}{r_s[r_e+r_b(1-\alpha)]+R_g(r_e+r_b)}=\frac{h_{21e}}{\frac{h_{11e}}{R_s}+\Delta h_e}$$

$$A_i=\frac{\alpha}{1-\alpha+\frac{R_s}{r_c}}=\frac{h_{21e}}{1+h_{22e}R_s}.$$

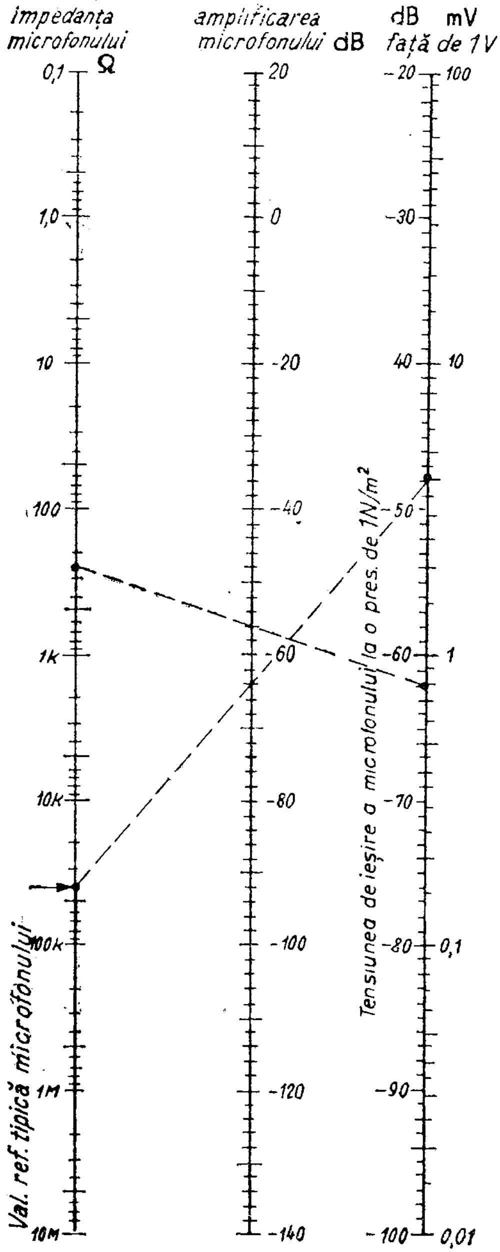


Fig. 4.1

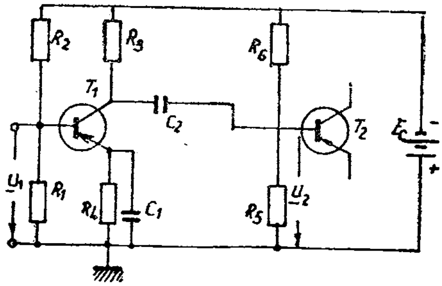


Fig. 4.2

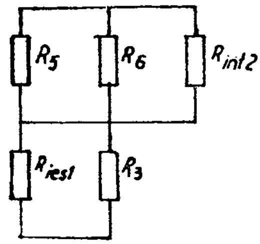


Fig. 4.3

În domeniul frecvențelor joase, presupunînd decuplarea perfectă a rezistenței din emitor, amplificarea normalizată în tensiune este dată de relația

$$\frac{A(j\omega)}{A_0} = \frac{1}{1+\frac{\omega_j}{j\omega}};$$

$$\omega_j = 2\pi f_j = \frac{1}{R'C_2}$$

și rezistența R' este indicată în figura 4.3.

Dacă se presupune că efectul capacității de cuplaj C_2 poate fi neglijat, dar decuplarea emitorului nu este corespunzătoare, frecvența limită inferioară va fi:

$$\omega' = 2\pi f_j' = \frac{1+h_{21e}}{C_1(h_{11e}+R_{Ge}')},$$

în care R_{G_e} este impedanța internă echivalentă a generatorului considerat aplicat în baza tranzistorului T_1.

În domeniul frecvențelor înalte rămîne valabilă relația :

$$\omega_s=2\pi f_s=\frac{1}{C_0R''};\ \frac{1}{R''}=\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_5}+\frac{1}{R_6}+\frac{1}{R_{intr2}}+\frac{1}{R_{ieș1}}$$

Capacitatea de ieșire este :

$$C_{ieș}=\frac{C_{CB}}{1-\alpha},$$

unde C_{CB} este capacitatea de ieșire (colector-bază) în conexiunea cu bază comună, avînd valori cuprinse între 30 și 50 pF.

De fiecare dată trebuie verificat dacă scăderea cu frecvența a parametrului h_{21}, nu se efectuează înaintea frecvenței limită superioară calculată mai sus. În acest caz se consideră (acoperitor) f_β ca frecvență limită superioară a etajului.

În figura 4.4 este prezentată schema de principiu a amplificatorului de mică putere cu cuplaj prin transformator. Transformatorul este necesar pentru adaptarea de putere și poate fi considerat cu sarcină rezistivă.

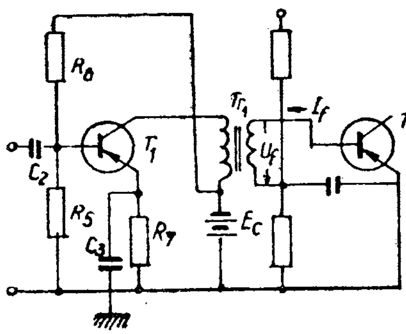


Fig. 4.4

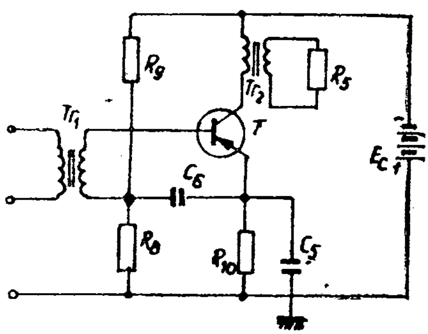


Fig. 4.5

În figura 4.5 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de putere cu tranzistor lucrînd în clasă A. Punctul de funcționare și sarcina R trebuie alese astfel încît dreapta de sarcină să se situeze sub hiperbola de disipație maxim admisibilă, în sensul utilizării maxime a tensiunii de alimentare.

Rezistența de sarcină are expresia :

$$R_s=\frac{U_{co}-U_{cm}}{I_{CM}-I_{CO}}.$$

Bilanțul puterilor este următorul :
— puterea absorbită :

$$P_a = U_{co}I_{co} + (r_1 + R_{10})I_{co}^2 \,;$$

— puterea utilă :

$$P_u = \frac{1}{2}(U_{co} - U_{cm})\,(I_{CM} - I_{co}) \,,$$

unde notațiile sînt în conformitate cu figura 4.5 și 4.6.

Din caracteristica $u_{BE} = f(u_{CE})$ cu i_B parametru (figura 4.6) se obțin **mărimile caracteristice de intrare** ale schemei :

— puterea de intrare :

$$P_{intr} = \frac{(I_{BM} - I_{Bm})(U_{BM} - U_{Bm})}{8} \,;$$

— rezistența medie de intrare :

$$R_{intr\ med} = \frac{U_{BM} - U_{Bm}}{I_{BM} - I_{Bm}} .$$

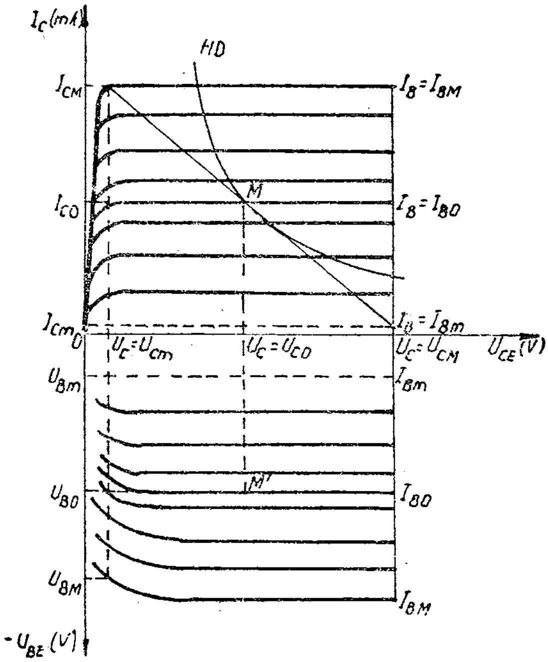


Fig. 4.6

Transformatorul de ieșire este de tipul cu sarcină rezistivă și se dimensionează pentru adaptarea la sarcina optimă (R_s).

În figura 4.7 este prezentată schema de principiu a unui **amplificator de putere clasă B, în contratimp.**

Elementele de polarizare se aleg astfel încît curentul de colector I_{Co} să aibă o valoare mică, diferită de zero cînd nu există semnal.

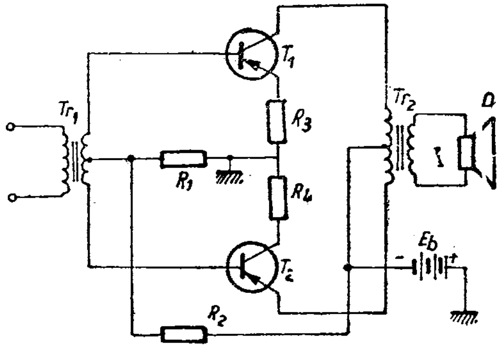


Fig. 4.7

Dreapta de sarcină trebuie să asigure o utilizare bună a tensiunii de alimentare :

$$\xi = \frac{U_c}{E_B} = 0{,}9 \ldots 1.$$

Rezistența de **sarcină** este:

$$R_s = \frac{U_c}{I_{CM} - I_{co}} \approx \frac{E_B}{I_{CM}}.$$

Bilanțul puterilor este:

— puterea utilă maximă totală:

$$P_{UM} = \frac{1}{2} I_{CM} \xi E_B;$$

— puterea absorbită de ambele tranzistoare:

$$P_a = \frac{2E_B I_{CM}}{\pi}.$$

Caracteristica de intrare $i_B = f(e_g)$ se determină cu ajutorul caracteristicii $i_B = f(u_{BE})$ și a relației:

$$e_g = u_{BE} + R_1 i_B,$$

unde R_1 este rezistența echivalentă a generatorului.

Impedanța de intrare a unui tranzistor este:

$$R_{intr} = \frac{2e_{gM}}{I_{BM}}.$$

Rezistența de sarcină echivalentă între colectoare este:

$$R_{cc} = 4R_c.$$

Transformatorul de ieșire este de tipul cu sarcină rezistivă și trebuie să realizeze adaptarea pe rezistența optimă (R_{cc}) între extreme.

Transformatorul de intrare este tot de tipul cu sarcină rezistivă și trebuie să realizeze adaptarea pentru transfer maxim de putere $\left(\text{lucrează pe rînd numai jumătate de secțiune secundară pe sarcina } \frac{1}{2} R_{intr}\right)$.

Determinarea completă a performanțelor amplificatoarelor este legată de **calculul distorsiunilor** datorită caracteristicilor, care sînt neliniare. În acest sens, dacă semnalul la intrare este sinusoidal, la ieșire el apare deformat:

$$s_e(t) = S_1 \cos \omega_1 t + S_2 \cos 2\omega_1 t + S_3 \cos 3\omega_1 t + \dots$$

mărimile S_k reprezentînd amplitudinile armonicilor.

Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate este:

$$\delta = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} S_k^2}}{S_1}.$$

Îmbunătățirea performanțelor amplificatoarelor se face prin aplicarea **reacției negative.** În acest caz, frecvența limită superioară pentru amplificatorul avînd reacție negativă crește de $|1-A\beta'|$ ori, iar cea inferioară scade de $|1-A\beta'|$ ori.

Factorul de distorsiuni de neliniaritate pentru etajele de amplificare cărora li s-a aplicat reacția negativă se micșorează de $|1-A\beta'|$ ori, dacă la ieșire se va obține aceeași tensiune ca la amplificatorul fără reacție.

Nomograma reacției negative (fig. 4.8). La amplificatoarele cu reacție negativă valoarea lui β se consideră negativă. Dreapta dintre scalele β (exprimat în procente) și A intersectează scala din mijloc și indică variația amplificării. Pe scala din mijloc se poate citi în dB și cu cît trebuie mărit semnalul de la intrare ca nivelul de la ieșire să se mențină la o valoare dorită inițial. Amplificarea inițială se poate exprima ca raport de tensiuni sau în dB utilizînd scala corespunzătoare din dreapta.

Exemplu : Dacă amplificarea amplificatorului (A) este 30, valoarea lui β 10%, atunci variația amplificării pe baza nomogramei este 0,25.

Pentru **determinarea puterii de ieșire a amplificatoarelor de audiofrecvență** se poate folosi nomograma din fig. 4.9.

TABELUL 4.1

Caracteristici ale etajelor de amplificare

Tipul etajului	Amplificare de curent	Amplificare de tensiune	Amplificare de putere	Rezistență de intrare	Rezistență de ieșire	Faza tensiunii la intrare și la ieșire	Frecvența limită
cu baza comună	subunitară	foarte mare	mare	foarte mică	foarte mare	în fază	mare
cu emitorul comun	mare	mare	foarte mare	medie	mare	în antifază	mică
cu colectorul comun	mare	subunitară	medie	mare	mică	în fază	mică
cu catodul comun	mare	mare	foarte mare	mare	medie	în antifază	—
cu grilă comună	subunitară	medie	mică	mică	mare	în fază	—
cu anodul comun	mare	subunitară	mică	foarte mică	mică	în fază	—

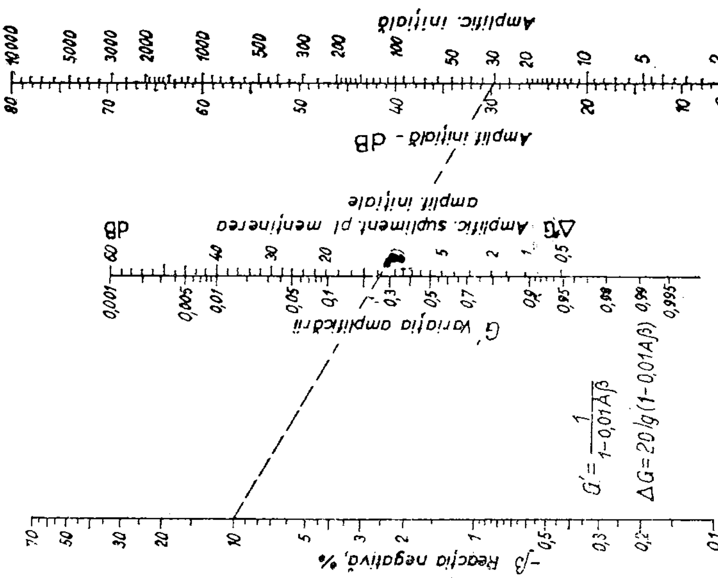

Amplific. inițială
Amplif. inițială - dB
ΔG Amplific. supliment. pt. menținerea amplif. inițiale
dB
G' Variația amplificării
-β Reacția negativă, %
G' = 1/(1-0,01Aβ)
ΔG = 20 lg(1-0,01Aβ)

Fig. 4.8

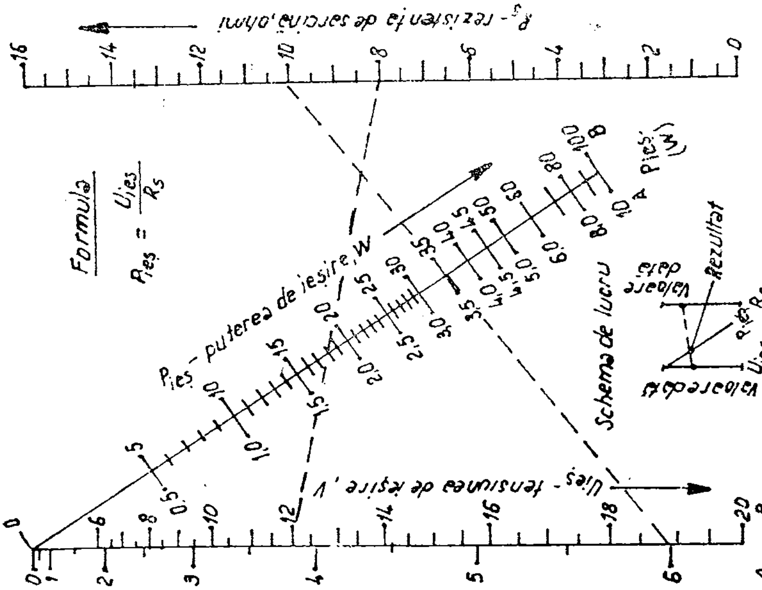

Formula
P_ieș = U_ieș/R_s
R_s - rezistența de sarcină, ohmi
P_ieș - puterea de ieșire, W
U_ieș - tensiunea de ieșire, V
Schema de lucru
Valoare dată
Rezultat

Fig. 4.9

TABELUL 4.2

Împărțirea pe clase a amplificatoarelor (vezi fig. 4.10)

Clasa de funcționare a amplificatorului	Locul punctului de funcționare	Domeniul de tensiuni al semnalului de intrare	Caracteristici
A_1	Punctul de mijloc al curbei caracteristice	Se limitează pe porțiunea liniară a curbei caracteristice	Semnal de ieșire fără distorsiuni. Amplificări mari, randament mic (aprox. 25%)
A_2	Deasupra punctului de mijloc al curbei caracteristice	Se extinde pînă la cotul de sus (saturație) al curbei caracteristice	Semnal de ieșire aproape fără distorsiuni. Față de amplificatorul A_1 are amplificare mai mică dar randament mai mare
AB_1	Sub punctul de mijloc al curbei caracteristice	Se extinde pînă la cotul de jos (blocare) al curbei caracteristice	La funcționarea în contratimp semnalul de ieșire practic nu are distorsiuni. Amplificare mai mică decît la A_2 dar randament mai mare
AB_2	Punctul de mijloc al curbei caracteristice	Se extinde de la cotul de jos (blocare) pînă la cotul de sus (saturare) al curbei caracteristice	La funcționarea în contratimp apar distorsiuni. Față de AB_1 are amplificare mai mică dar randament mai mare
B_1	În apropierea cotului de jos al curbei caracteristice	Se extinde dincole de cotul de jos (blocare) al curbei caracteristice	La funcționarea în contratimp se caracterizează prin distorsiuni mici. Amplificarea este mai mică decît la AB_2) randament maxim 78.5%
B_2	În apropierea cotului de jos al curbei caracteristice	Se extinde între cotul de jos (blocare) și cotul de sus (saturare) al curbei caracteristice	La funcționarea în contratimp are distorsiuni. Amplificare mai mică decît B_1, dar randament mai mare
C	Dincolo de cotul de jos al curbei caracteristice	Se extinde mult dincolo de cotul de jos (blocare) și cotul de sus (saturare) al curbei caracteristice	Distorsiuni armonice însemnate. Amplificarea este mică, randament mare (max. 80%)

Utilizînd nomograma din fig. 4.11 se **determină factorul de zgomot al unui montaj în cascadă constituit din 2 etaje.** Factorul de zgomot a 2 surse legate în cascadă se determină cu relația :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2^{-1}}{A_1}$$

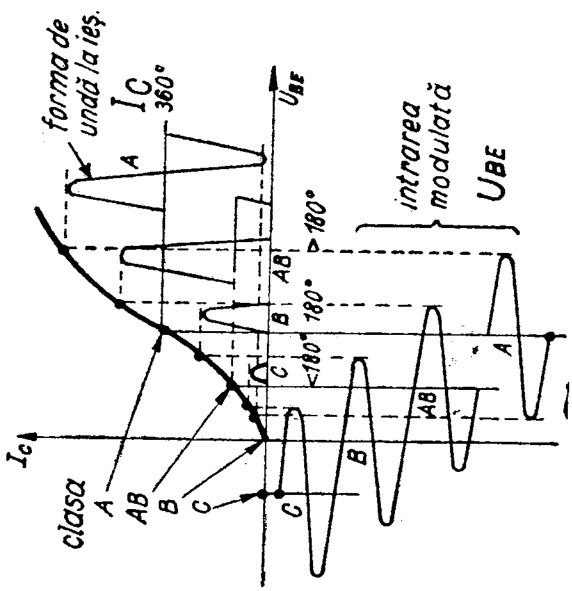


Fig. 4.10

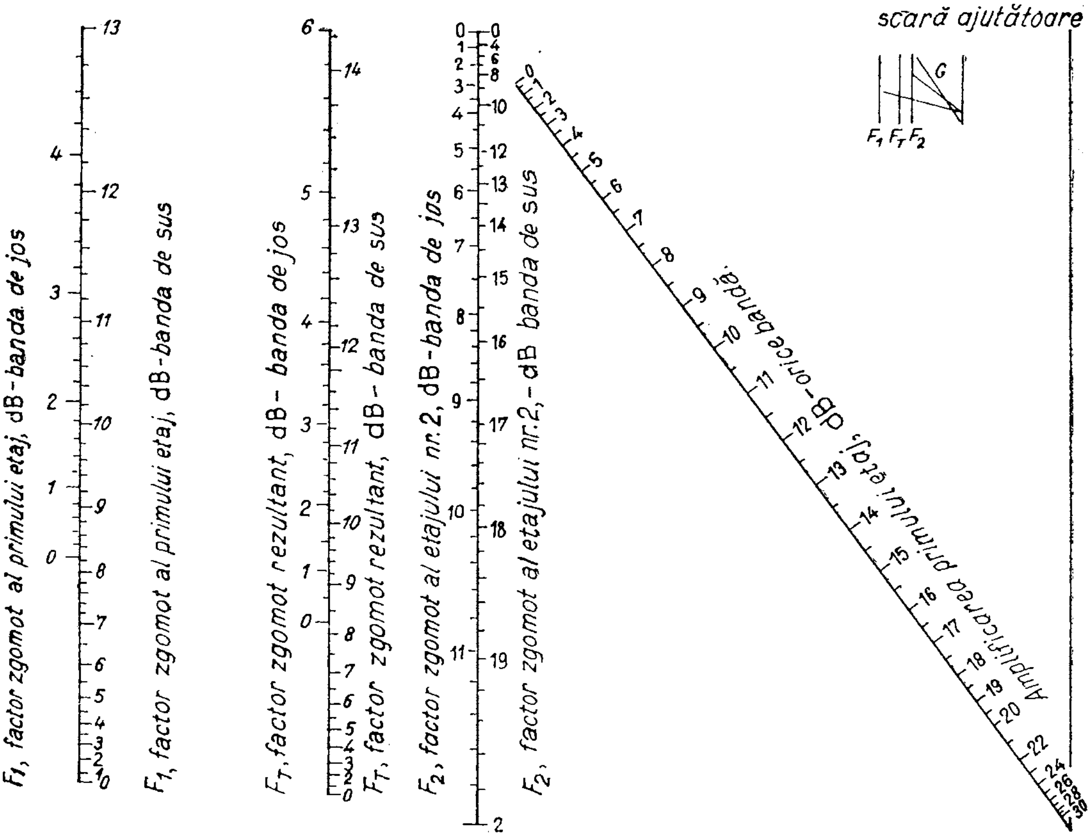
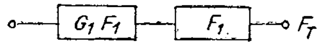


Fig. 4.11



unde :

F_1, F_2, F_T — factorii de zgomot al primului etaj, al celui de al doilea etaj şi cel rezultant.

A_1 — amplificarea primului etaj.

Fiecare termen se exprimă în raport de puteri. Nomograma are scara gradată în *dB*. Unind valorile F_2 şi A_1, obţinem un punct de intersecţie pe scara ajutătoare. Acest punct se uneşte cu F_1 sau F_T în funcţie de care din cele două valori este dată.

Exemplu : Dacă factorul de zgomot al primului etaj este 3 *dB*, al celui de al doilea de 7 *dB*, iar amplificarea primului etaj este 8 *dB*, atunci factorul de zgomot rezultant este 4,2 *dB*.

Tabelul 4.3. cuprinde **lungimea maximă a conexiunii**, care asigură legătura dintre amplificator şi difuzor (sau difuzoare), astfel ca pierderile de putere să nu depăşească 15% în cazul circuitelor de impedanţă mică, respectiv 5% la circuitele de impedanţă mare. Pentru legarea mai multor conexiuni la acelaşi amplificator, calculul se va face pentru fiecare conexiune în parte.

Exemplu : 4 difuzoare de 16 ohmi se leagă paralel pe o ieşire de 4 ohmi. Pierderile de putere pe conexiuni trebuiesc în acest caz calculate pentru o impedanţă de 16 ohmi, în loc de o impedanţă de 4 ohmi.

TABELUL 4.3

Lungimea maximă a conexiunilor pentru anumite pierderi de putere

Diametrul conexiunii (mm)	Lungimea conexiunii (m) / Impedanţa de sarcină (ohmi)					
	4	8	16	100	250	500
1,6	36,8	73,7	133,4	298,5	736,7	1 473,4
1,2	20,3	40,5	81	192,2	405,3	810,5
1,0	14,4	28,8	57,5	116,7	296,2	592,4
0,8	7,2	14,4	28,8	73,7	224,4	448,7

4.3. CORECŢII DE TON

Pentru modificarea răspunsului în frecvenţă a unor etaje din amplificatoarele de *AF* trebuie să utilizăm elemente a căror valoare poate fi modificată continuu sau în trepte şi cu care poate fi schimbată în mod pasiv sau activ sau reglată după dorinţă tonalitatea sunetului transmis prin lanţul de amplificare.

În amplificatoarele de AF se utilizează corecţii de ton care prin intermediul unor elemente amplificatoare sînt capabile să amplifice anumite domenii din banda de trecere a amplificatorului fără să producă atenuarea celorlalte domenii de trecere.

Acestea se numesc corecții de ton active.

Se mai utilizează și corecții de ton construite din elemente pasive care realizează accentuarea unor domenii din bandă de trecere prin atenuarea celorlalte domenii și care se numesc corecții de ton pasive.

Din punct de vedere constructiv, corecțiile de ton pot fi :

— circuite simple *RC* cu atenuare dependentă de frecvență ;

— rețele *RC* în lanțul de amplificare cu potențiometrii separați pentru reglajul tonalităților joase și înalte ;

— rețele *RC* în lanțul de reacție cu reglaj separat pentru tonalități înalte sau joase ;

— elemente cu răspunsul dependent de frecvență și care pot fi cuplate în lanțul de amplificare prin claviatură ;

— rețele de corecții de ton construite cu elemente pasive și active cu comutator în trepte.

Utilizarea corecțiilor de ton este justificată atît din motive obiective, de amplificare și de transmitere, cît și din motive subiective ale împrejurărilor ascultării.

Corecțiile de ton pasive au avantajul unui preț de cost minim dar introduc pierderi care de multe ori fac necesară utilizarea unor amplificatoare suplimentare.

Pierderea introdusă este aproximativ egală cu valoarea disponibilă a reglajului, adică prin corecția de ton care are o valoare de $+20\ dB$; atunci pierderile introduse vor fi în jur de $-20\ dB$; aceasta deoarece corecțiile de ton pasive lucrează ca divizoare de tensiune.

Cea mai tipică schemă de corecție a joaselor este reprezentată în figura 4.12, împreună cu curba asociată de răspuns în frecvență.

Frecvențele f_1 și f_2 indică punctele de semi-putere și totodată reprezintă frecvențele la care amplitudinea relativă a semnalului este redusă sau mărită cu 3 dB. Corecțiile de ton pasive necesită potențiometre logaritmici la care, la 50% din cursă, cursorul împarte elementul rezistiv în două porțiuni egale cu 90% și respectiv 10% din valoarea totală. Acestea sînt reprezentate în figură cu „0, 9" și „0, 1".

Satisfăcînd $R_2 \gg R_1 \gg R_3$, valoarea disponibilă a accentuării se poate obține prin următoarele rapoarte între componente :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \text{valoarea accentuării sau tăierii frecvențelor joase.}$$

Frecvența f_2 apare cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_1 și reactanța lui C_2 egală cu R_3 (presupunînd $R_2 \gg R_1 \gg R_3$) :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3}$$

Răspunsul în frecvență va fi accentuat sau atenuat cu $\pm 20\ dB/$decadă $= \pm 6\ dB/$octavă (răspunsul unipol) pînă cînd se atinge frecvența f_1. Aceasta

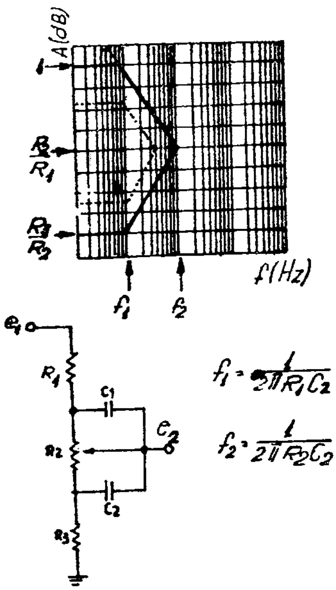


Fig. 4.12

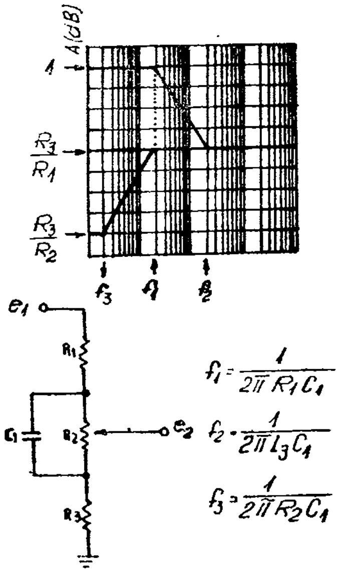


Fig. 4.13

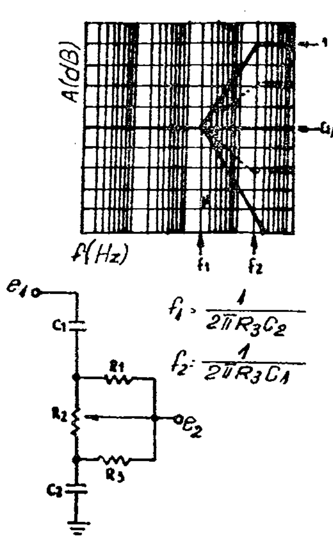


Fig. 4.14

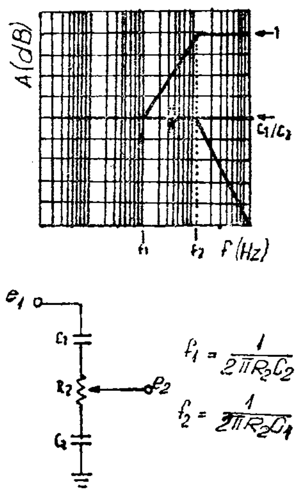


Fig. 4.15

se produce cînd impedanța de limitare este dominantă, adică cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_2 și reactanța lui C_2 egală cu R_1 :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

Răspunsul marcat cu linie plină în figura 4.12 este valabil numai la extremele lui R_2 ; în celelalte poziții răspunsul se schimbă așa cum arată cel cu linia punctată. Cele mai importante constante de timp implicate sînt $(1-\alpha)R_2C_1$ și αR_2C_2 unde α este rotația fracțională a cursorului, așa cum se arată și pe figura 4.12. Cu toate că acest efect poate să fie nedorit în practică, schema prezentată continuă să fie favorizată față de alte scheme. Figura 4.13 arată o altă concepție pentru corecția de ton pentru frecvențe joase cu un condensator mai mic, dar care are dezavantajul asimetriei răspunsului de accentuare și tăiere.

Mărimea accentuării sau tăierii poate fi exprimată prin aceleași rapoarte de rezistență ca în figura 4.12.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_3} = \text{valoarea accenturării sau tăierii}$$

presupunînd $R_2 \gg R_1 \gg R_3$

Frecvența f_2 apare cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_3 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3}$$

Accentuarea maximă are loc la frecvența f_1 care este egală și cu frecvența de tăiere. Aceasta se întîmplă cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_1 și tăierea maximă se realizează cînd $X_{C1} = R_2$.

Corecții de ton pentru frecvențe înalte din figura 4.14 reprezintă o analogie cu figura 4.12, adică rezistențele și capacitățile sînt interschimbate și obținem performanțe asemănătoare.

Mărimea accentuării sau tăierii se exprimă prin următoarele rapoarte :

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \text{mărimea accentuării sau tăierii frecvențelor înalte}$$

presupunînd $R_2 \gg R_1 \gg R_3$.

Frecvența f_1 apare cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_1 și reactanța lui C_2 egală cu R_3 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_3}$$

Valoarea disponibilă a accentuării este atinsă la frecvența f_2 și aceasta are loc cînd reactanța lui C_1 este egală cu R_3.

$$f_2=\frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

Pentru ca ecuațiile pentru C_1 și C_2 să fie valabile trebuie ca R_2 să fie mai mare decît R_1 și R_3.

Pentru proiectarea circuitului care nu permite această condiție, ecuațiile pentru C_1 și C_2 trebuie modificate prin înlocuirea lui R_1 și R_3 cu $R_1 \| R_2$ și respectiv $R_3 \| R_2$.

Spre deosebire de corecția pentru frecvențe joase, f_1 nu depinde de poziția cursorului lui R_2 așa cum arată linia punctată din figura 4.14.

De remarcat că în poziția de tăiere completă atenuarea tinde către zero fără efectul secundar al caracteristicii de accentuare. Dacă e posibil R_1 și R_3 pot fi omise pentru reducerea prețului de cost al sistemului.

Figura 4.15 indică schema rezultată cu ecuațiile modificate și cu curba de răspuns în frecvență. Curba trasată arată așa pentru că frecvența de tăiere pentru frecvențe înalte apare cu o decadă mai tîrziu decît punctul de accentuare.

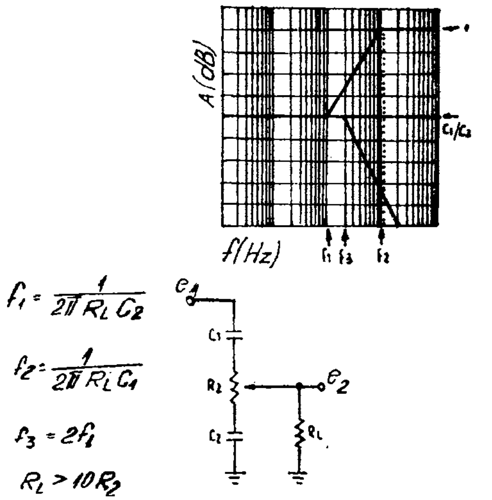


Fig. 4.16

De notat că multe corecții utilizează acest mod de accentuare, care micșorează reacția, dar probabil mult mai important este efectul sarcinii finite pe cursorul lui R_2.

Figura 4.16 arată acest efect al lui R_L asupra curbei de frecvență de pe figura 4.15.

Examinînd cele două figuri observăm că prezența unei impedanțe mici (față de R_2) pe cursor schimbă punctele de tăiere. Dacă R_L este 1/10 din R_2 atunci punctele de tăiere se mută cu o decadă mai sus.

Ecuațiile date pe figura 4.16 sînt valabile pentru valori ale lui $R_2 \gg 10R_L$. Avantajul figurii 4.16 față de figura 4.15 se vede în performanțele de tăiere. R_L tinde să aducă înapoi frecvența de tăiere către porțiunea de accentuare într-un mod lin și cu mai puține rezistențe. Schema poate fi utilizată numai dacă se cunoaște R_L. C_1 și C_2 se calculează cu ecuațiile :

$$C_1=\frac{1}{2\pi f_2 R_L} \qquad C_2=\frac{1}{2\pi f_1 R_L}$$

44. INCINTE ACUSTICE

4.4.1. Rețele de separare

Pentru dimensionarea inductanțelor care intră în alcătuirea rețelelor separatoare se poate utiliza relația :

$$L=0{,}315\frac{R_m^2 n^2}{6R_m+9a+10b}\ [\mu H]$$

în care s-a notat cu :

R_m — raza medie a bobinei, în cm ;
a — lungimea bobinei, în cm ;
b — grosimea bobinei, în cm.

Aceste dimensiuni sînt indicate și în figura 4.17

TABELUL 4.4

Valorile elementelor componente ale rețelelor de separare ale unor ansambluri de două difuzoare

Impedanța difuzoarelor R_m		Frecvența de tăiere Hz	Schema utilizată (fig. 4.18)	Valorile componentelor	
Difuzor frecv. joase Ω	Difuzor frecv. înalte Ω			L' mH	C' µF
4	4	85	A	10,2	320
4	4	175	A	5,1	160
4	4	275	B	1,6	200
4	4	550	A	1,6	50
4	4	1 100	B	0,8	24
8	8	85	B	10,2	320
8	8	175	A	10,2	80
8	8	350	A	5,1	40
8	8	550	A	1,6	50
8	8	1 100	A	1,6	12
8	8	2 200	B	0,8	6
16	16	175	B	10,2	80
16	16	350	B	5,1	40
16	16	700	B	5,1	10
16	16	1 100	B	1,6	12
16	16	12 200	A	1,6	3

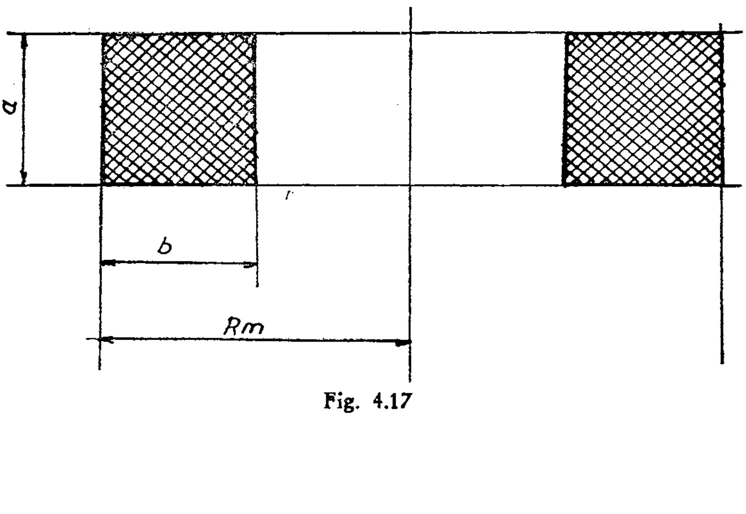


Fig. 4.17

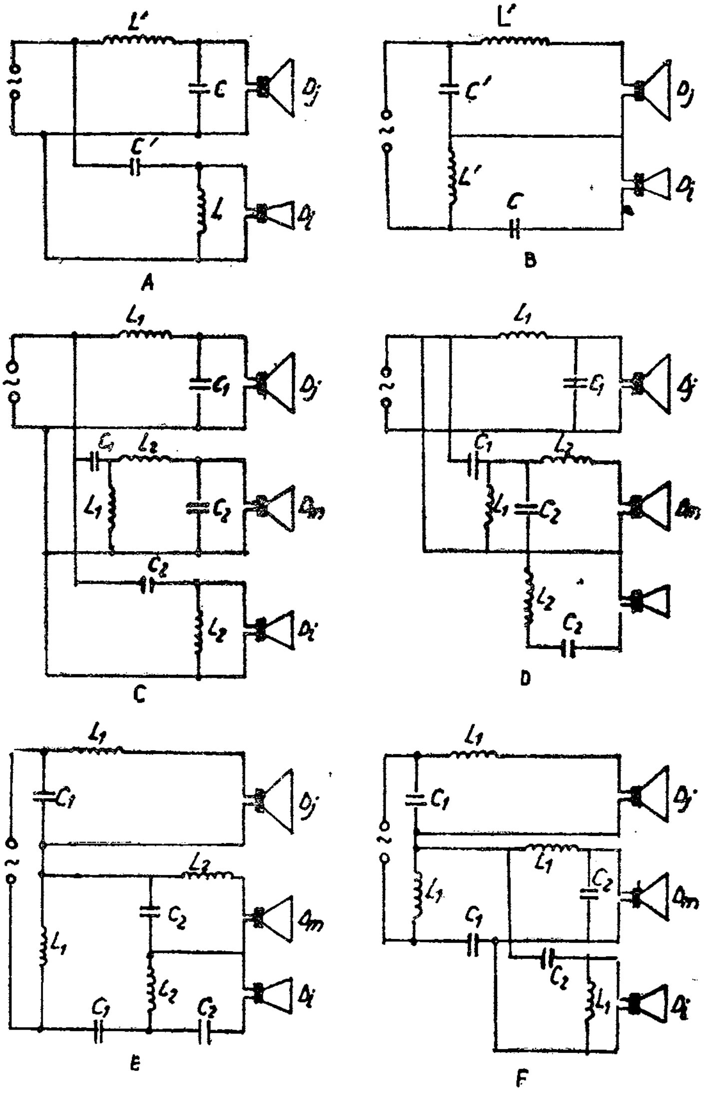


Fig. 4.18

Schema rețelelor de separare, care realizează panta de 12 dB/octavă, este dată în figura 4.18 A și B. Rețelele date sînt de rezistență constantă R_n. Elementele rețelelor se pot determina cu formulele :

Pentru figura 4.18 $A : L' = \frac{0{,}225 R_n[\Omega]}{f_t[kHz]} [mH]$,

TABELUL 4.5

Valorile elementelor componente ale rețelelor de separare ale ansamblurilor cu trei difuzoare

Impedanța difuzoarelor R_n			Frecv. de tăiere		Schema utilizată (fig.4.18)	Valorile componente			
Joase Ω	Medii Ω	Înalte Ω	Inf. Hz	Sup. Hz		L_2 mH	C_1 µF	L_2 mH	C_2 µF
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
4	4	4	85	550	C	10,2	320	1,6	50
4	4	4	85	1 100	C	10,2	320	0,8	24
4	4	4	175	550	C	5,1	160	1,6	50
4	4	4	275	1 100	C	5,1	160	0,8	24
4	4	4	275	550	F	1,6	200	1,6	50
4	4	4	175	1 100	F	1,6	200	0,8	24
4	4	4	550	2 200	C	1,6	50	0,8	24
4	8	8	85	550	D	10,2	320	1,6	50
4	8	8	85	1 100	C	10,2	320	1,6	12
4	8	8	85	2 200	C	10,2	320	0,8	6
4	8	8	175	550	D	5,1	160	1,6	50
4	8	8	175	1 100	C	5,1	160	1,6	12
4	8	8	175	2 200	C	5,1	160	0,8	6
4	8	8	275	550	E	1,6	200	1,6	50
4	8	8	275	1 100	F	1,6	200	1,6	12
4	8	8	275	2 200	F	1,6	200	0,8	6
4	8	8	550	1 100	C	1,6	50	1,6	12
4	8	8	550	2 200	C	1,6	50	0,8	6
8	8	8	85	550	F	10,2	320	1,6	50
8	4	4	85	1 100	F	10,2	320	0,8	24
8	4	4	175	550	C	10,2	80	1,6	50
8	4	4	175	1 100	C	10,2	80	0,8	24
8	4	4	350	550	C	5,1	40	1,6	50
8	4	4	350	1 100	C	5,1	40	0,8	24
8	4	4	350	1 100	F	1,6	50	0,8	24
8	8	8	85	550	E	10,2	320	1,6	50
8	8	8	85	1 100	F	10,2	320	1,6	12
8	8	8	85	1 100	F	10,2	320	0,8	6
8	8	8	175	550	D	10,2	80	1,6	50
8	8	8	175	1 100	C	10,2	80	1,6	12
8	8	8	175	2 200	C	10,2	80	0,8	6
8	8	8	350	1 100	C	5,1	40	1'6	12
8	8	8	350	2 200	C	5,1	40	0,8	6
8	8	8	350	1 100	F	1,6	50	1,6	12
8	8	8	350	2 200	F	1,6	50	0,8	6
8	16	16	85	700	F	10,2	320	5,1	10
8	16	16	85	1 100	E	10,2	320	5,1	12
8	16	16	85	2 200	F	10,2	320	1,6	3
8	16	16	85	4 400	F	10,2	320	0,8	1,5
8	16	16	175	700	C	10,2	80	5,1	10
8	16	16	175	1 100	D	10,2	80	1,6	12
8	16	16	175	2 200	C	10,2	80	1,6	3
8	16	16	175	4 400	C	15,2	80	1,6	1,5
8	16	16	350	1 100	D	5,1	40	1,6	12
8	16	16	350	2 200	C	5,1	40	1,6	3
8	16	16	350	4 400	C	5,1	40	1,8	1,5
8	16	16	350	1 100	E	1,6	50	1,6	12

TABELUL 4.5 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
8	16	16	550	2 200	F	1,6	50	1,6	3
8	16	16	550	4 400	F	1,6	50	0,8	1,5
16	8	8	175	550	E	10,2	80	1,6	50
16	8	8	175	1 100	F	10,2	80	1,6	12
16	8	8	175	2 200	F	10,2	80	0,8	24
16	8	8	350	1 100	F	5,1	40	1,6	12
16	8	8	350	2 200	F	5,1	40	0,8	24
16	16	16	175	700	F	10,2	80	5,1	10
16	16	16	175	1 100	E	10,2	80	1,6	12
16	16	16	175	2 200	F	10,2	80	1,6	3
16	16	16	175	4 400	F	10,2	80	0,8	1,5
16	16	16	350	700	F	5,1	40	5,1	10
16	16	16	350	1 100	E	5,1	40	1,6	12
16	16	16	350	2 200	F	5,1	40	1,6	3
16	16	16	350	4 400	F	5,1	40	0,8	51

$$C' = \frac{112}{R_n[\Omega] f_t\,[kHz]}\,[\mu F].$$

Pentru figura 4.18 B: $L' = \dfrac{0{,}112 R_n[\Omega]}{f_t[kHz]}\,[mH]$,

$$C' = \frac{225}{R_n[\Omega]\,f_t[kHz]}\,[\mu F].$$

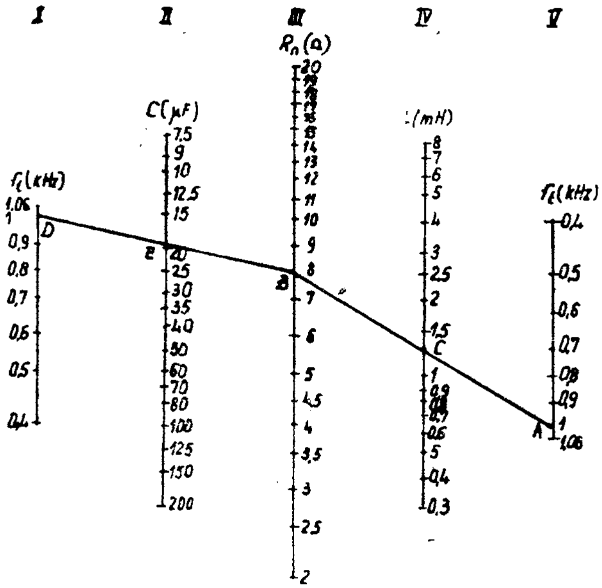


Fig. 4.19

Pentru determinarea rapidă, cu eroare de 5 % a elementelor rețelelor de separare cu pantă de 12 dB/octavă (40 dB/decadă) se poate folosi nomograma din 4.19.

Exemplu. Se consideră date R_n și f_t: fie $R_n=8\Omega$, $f_t=1$ *kHz*. Pentru determinarea inductanței se ia pe scara *V* punctul $f_t=1$ *kHz* (*A*) și pe scara III punctul $R_n=8$ (*B*). Scara *AB* taie scara IV în *C* (aproximativ $L=1{,}25mH$). Rezultatul exact este 1,28 *mH* (eroare mai mică de 5 %). Pentru determinarea capacității se unește *B* cu *D* ($f_t=1$ *kHz* pe scara I).

Scara *BD* taie scara II în *E* (aproximativ $C=19{,}5\ \mu F$). Rezultatul exact este 19,8 μF.

Pentru figura 4.18 *A* $L'=1{,}41\ L$, $C'=0{,}7\ C$.

Pentru figura 4.18 *B* $L'=0{,}7\ L$, $C'=1{,}41\ C$.

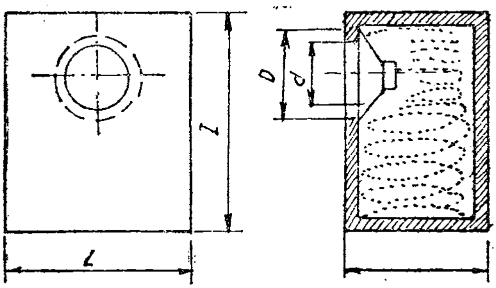


Fig. 4.20

4.4.2. Incinte închise

Tipul uzual de incintă închisă este prezentat în figura 4.20.

Pentru **dimensionarea incintelor închise** se folosește nomograma din figura 4.21.

Ea se referă la difuzoare cu diametre cuprinse între 4,5 cm și 30 cm. Nomograma permite determinarea frecvenței de rezonanță a ansamblu-

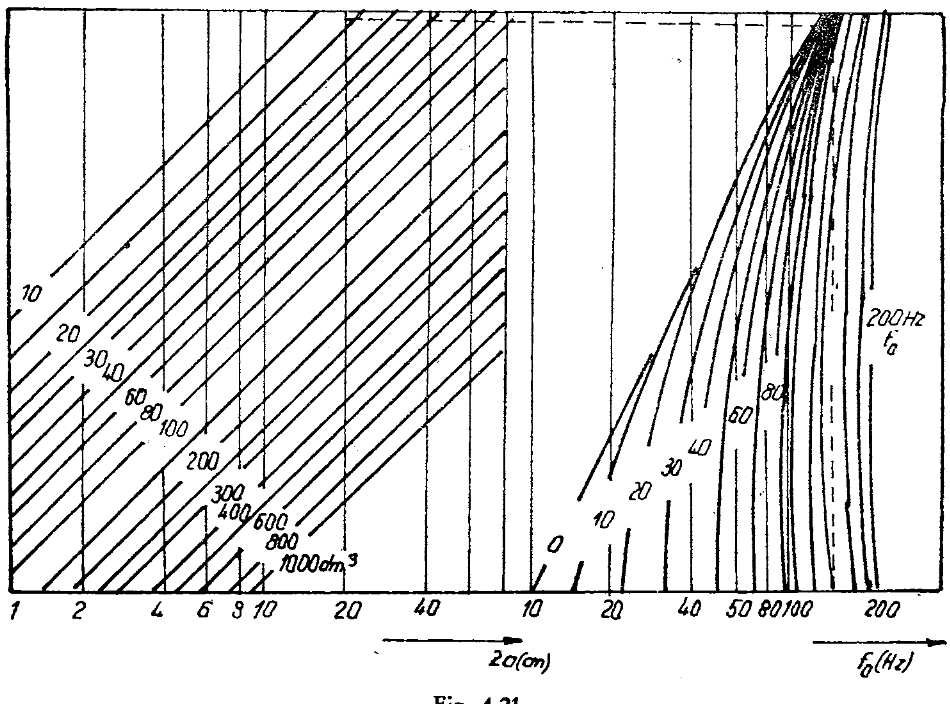


Fig. 4.21

lui, pornind de la diametrul activ al difuzorului şi cunoscînd volumul V al incintei. Se poate proceda şi în sens invers, adică să se impună valoarea frecvenţei de rezonanţă a ansamblului şi să se determine volumul incintei. Se propune aflarea, cu ajutorul acestei nomograme, a frecvenţei de rezonanţă f_0 cînd volumul este de 0,0135 m³, avînd un difuzor cu diametrul activ al difuzorului de 20 cm.

Acestea fiind datele problemei, procedeul este următorul: se fixează pe prima porţiune a abscisei ($2a$) valoarea de 20 cm. Se trasează o verticală pînă la intersecţia cu caracteristica $V = 13,5$ dm³. Din acest punct se duce o dreaptă orizontală pînă la întîlnirea cu diagrama $f_0 = 60$ Hz. De aici, o altă verticală va uni acest ultim punct cu partea a doua a abscisei, în care sînt marcate valorile lui f_0'. În felul acesta s-a determinat frecvenţa de rezonanţă a ansamblului f'. Dacă se cunoaşte f', se poate parcurge în sens invers traseul marcat pe nomogramă, determinîndu-se la intersecţia verticalei corespunzătoare diametrului difuzorului cu orizontala ce-şi are originea pe una din diagramele f_0, volumul V al incintei acustice închise.

TABELUL 4.6

Dimensiunile incintelor închise în funcţie de diametrul şasiului difuzorului

Diametrul difuzorului D (cm)	Diametrul decupării circulare d (cm)	Dimensiunile casetei (cm)		
		Înălţime I	Lăţime L	Adîncime L
21	16,5	75	54	30
25	21,5	85	63	33
30	26,5	95	70	45
38	34,0	117	89	45

TABELUL 4.7

Dimensiunile casetelor antirezonante în funcţie de diametrul şasiului difuzorului

Diametrul difuzorului D (cm)	Diametrul decupării d (cm)	Deschidere			Dimensiunile casetei (cm)		
		Suprafaţa cm²	Dimensiuni recomandate (cm)				
			Înălţime b	Lăţime a	Înălţime i	Lăţime L	Adîncime l
21	16,5	250	20	12,5	70	40	25
25	21,5	200	20	10	75	45	30
30	26,5	200	20	10	85	50	35
38	34	312,5	25	12,5	100	60	40

4.4.3 Incinte Bass-Reflex (cu inversor de fază)

Tipul uzual de incintă bass-reflex este prezentat în figura 4.22.

Se consideră cunoscute: f_0, frecvenţa de rezonanţă a difuzorului în ecran şi D, diametrul proiecţiei plane a conului. Frecvenţa de rezonanţă $f_{01} = f_0$ este dată de relaţia:

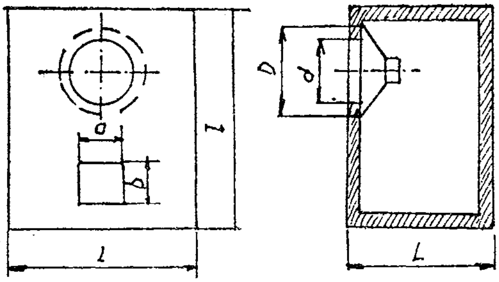


Fig. 4.22

$$f_0 = \frac{c}{2\pi}\sqrt{\frac{S_a}{(h + D_e)V}}.$$

Diametrul echivalent al deschiderii D_e se calculează considerînd un cerc echivalent deschiderii :

$$\frac{\pi D_e^2}{4} = S_a = 0,63\ S_0^2,$$

din care rezultă :

$$D_e = 0,9\ D.$$

Deschiderea se realizează sub forma unei fante de dimensiuni $a \times b$ (figura 4.22), cu un anumit raport $a/b = k$. Introducînd în formula lui f_0 se obține următoarea formulă :

$$f_0^2[Hz] = 19\ 000 \left(\frac{D^2[cm^2]}{h[\text{cm}] + 0,9\ D[\text{cm}]}\right) \frac{K^{0,12}}{V\ [dm^3]},$$

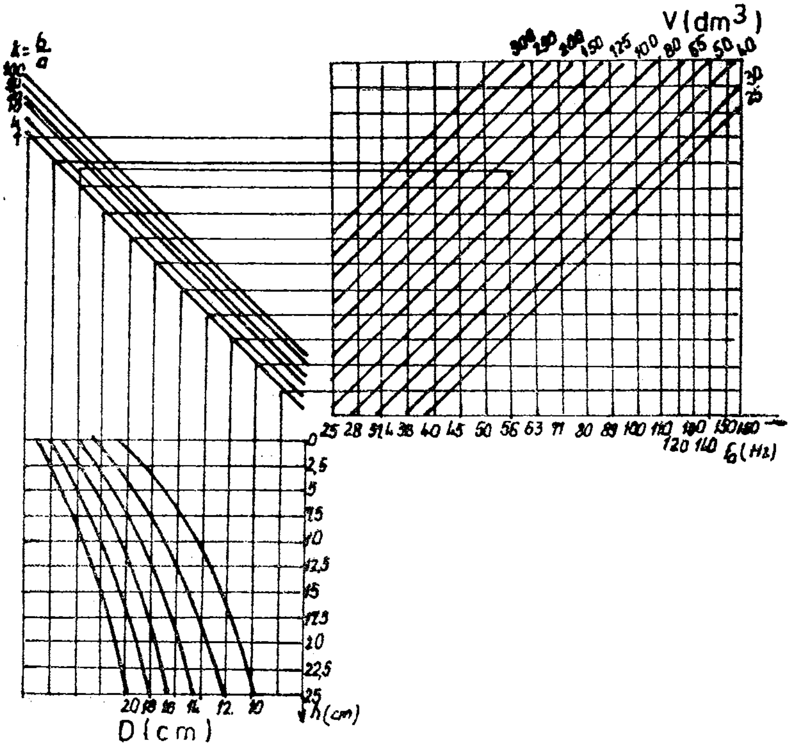


Fig. 4.23

care stă la baza nomogramei de calcul dată în figura 4.23. Coeficientul $K^{0,12}$ reprezintă o corecție dată de faptul că la fante alungite masa efectivă scade.

Modul de calcul pe nomogramă este următorul. Se consideră date f_0 și D. Se alege soluția constructivă : cu tub interior sau nu. În cazul cînd nu se folosește tub, h = grosimea pereților. Fie $f_0 = 56$ Hz, $D = 16$ cm, fără tub, și grosimea pereților $h=2$ cm. În partea stîngă jos sînt figurate scările de diametru D constant. Punctul de pornire este determinat de scara $D =$ const. și ordonata h, în exemplul considerat $D=16$, $h=2$, rezultă punctul figurativ A_1. Din punctul figurativ A_1 se urcă pe linia verticală corespunzătoare pînă la $K =$ const. Se alege în cazul de față $K=4$ și se obține punctul A_2. În partea dreaptă sus sînt figurate scările de volum constant $V =$ const. Se ia ca abscisă $f_0=56$ Hz, punctul A_4. Punctul căutat A_3 se găsește la intersecția orizontalei dusă din A_2 cu verticala ridicată din A_4; rezultă $V=115$ dm³.

Secțiunea deschiderii se determină cu formulele :

$$a = \frac{0{,}793}{\sqrt{K}} D : b = 0{,}793\sqrt{K}D.$$

În exemplul ales $a=6{,}35$ cm, $b=25{,}4$ cm.

Incintele se realizează sub formă de paralelipiped (figura 4.24 *a*) cu dimensiunile l_1, l_2, l_3. De cele mai multe ori este util să se aleagă anumite rapoarte.

De exemplu pentru proporțiile

$$l_1=2l, \quad l_2=1{,}5\, l, \quad l_3=l$$

se obține o relație simplă

$$l = \sqrt[3]{\frac{1}{3} V}$$

de baza căreia a fost construită diagrama din figura 4.25.

Pentru exemplul ales :

$$l_1=67 \text{ cm}, \quad l_2=50 \text{ cm}, \quad l_3=34 \text{ cm}.$$

În anumite cazuri este necesar să se realizeze incinta sub formă de prismă triunghiulară pentru a putea fi montată în colțul unei încăperi, conform figurii 4.24 b.

Se pot lua proporțiile

$$L_1=2l, \quad L_2=1{,}4\, l, \quad L_3=l.$$

Pentru un volum dat, L_1, L_2, L_3 se pot calcula din diagrama din figura 4.25.

Pentru exemplul ales, dimensiunile sînt :

$$L_1=76 \text{ cm}, \quad L_2=54 \text{ cm}, \quad L_3=38 \text{ cm}.$$

Pentru a asigura ca frecvența de rezonanță a unei cutii cu inversor de fază să corespundă aproximativ frecvenței de rezonanță f_r a difuzorului care urmează a fi montat în cutia cu un anumit volum V, suprafața F a

ferestrei cu adîncimea l trebuie să fie suficient de mare. Ea se determină pe baza nomogramei din figura 4.26.

Astfel, dacă $f_r = 80$ Hz, $V = 45$ dm³ și $l = 1$ cm, se obține $F = 97$ cm².

Îmbunătățirile pe care le aduce un inversor de fază sînt următoarele: frecvențele joase sînt amplificate și se evită supraîncărcarea membranei la rezonanță, ceea ce duce la micșorarea distorsiunilor și mărirea puterii electrice admisibile. De asemenea, sub frecvența de rezonanță a sistemului răspunsul cade brusc, deoarece radiația prin deschidere este în antifază cu radiația dată de membrană.

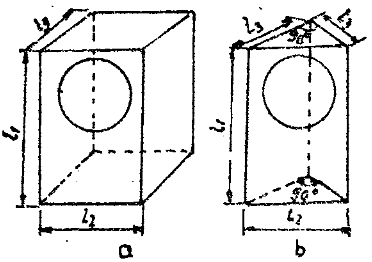


Fig. 4.24

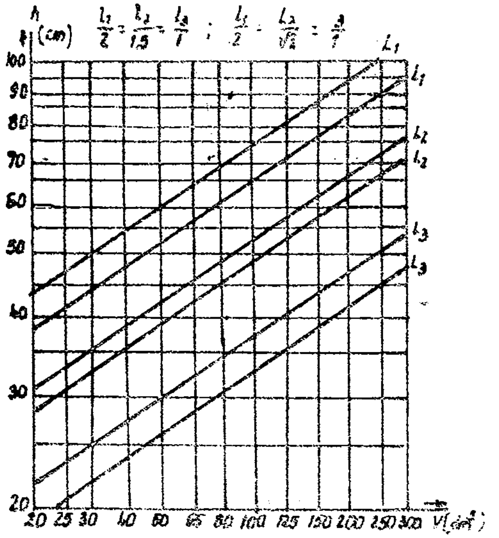


Fig. 4.25

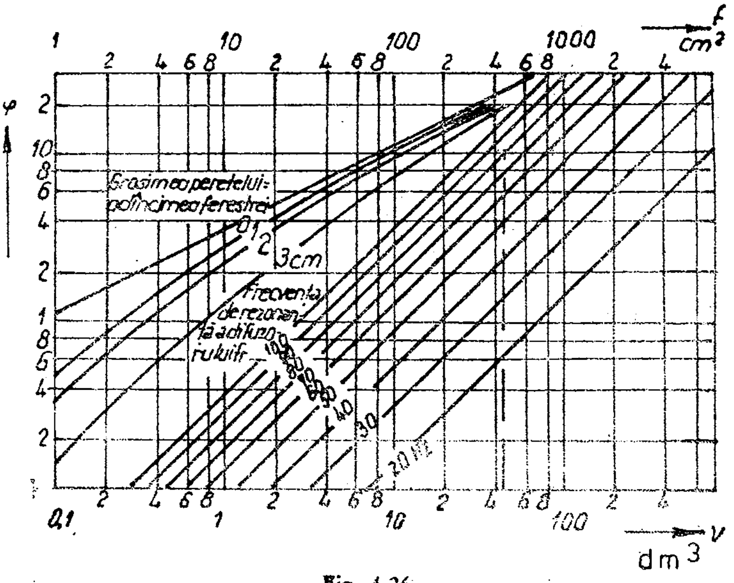


Fig. 4.26

BIBLIOGRAFIE

1. Berezovschi M. A, Pisarenco V. M.,— *„Cratchi spravocinic radioliubitelia“*, „Tehnica“, Kiev, 1973.
2. Berindei M., Rebreanu N., Mâşcă A.,—*„Captarea“*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1971.
3. Bouwens A. J., —*„Digital instrument course“*, Philips, Einthoven, 1979.
4. Brand J. R.,—*“Handbook of Electronic Formulas, Symbols and Definition“*, *Van Nostrand* Reinhold comp., New York, 1980.
5. Brodesihi N. A., *„Bitovia radioaparatura“*, Polijmia, Minsk, 1980.
6. Broskin V. —*„Nomograme pentru radioamatori“*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1973.
7. Cartianu Gh., Constantin I., — *„Sinteza în domeniul frecvenţă“*, Ed. Academiei R.S.R., Bucureşti, 1974.
8. Cartianu Gh., Săvescu M., Constantin I., Stanomir D., — *„Semnale, circuite şi sisteme“*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980
9. Cătuneanu V. M., Strungaru R., — *„Construcţia şi tehnologia echipamentelor radioelectronice“*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1979.
10. Constantin I., Diaconescu I., —*„Culegere de probleme de radioelectronică“*, Ed. Tehnică, 1969.
11. Costache C., —*„Laboratorul radioamatorului“*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1971.
12. Dascălu D., Turic L., Hoffman I., —*„Circuite electronice“*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1981.
13. Dănilă Th., —*„Componente si circuite electronice“*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1978.
14. Dobronevschi O. V., — *„Spravocinic po radioelectroniche“*, Vîşaia Scola, Kiev, 1978.
15. Drăgulănescu N.—*„Agenda radioelectronistului“*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1983.
16. Felea I., —*„Circuite cu tranzistoare în industrie“*. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1966.
17. Fink D., Mc Kenzia Al., —*„Electronics Engineer's Handbook“*, Mc Grow Hill, New York, 1975.
18. Gârlaşu St., — *„Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice“*, Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1978.
19. Gabrowski B., — *„Aide-mémoire de radiotechnique et télévision“*, Ed. Dunod, Paris, 1981.
20. Graf R. F., —*„Electronikus tervezési adatgyüjtemény“*, Müszoki Könyvkiadü, Budapest, 1979.
21. Gubsch G., Dürrer K., Klimat D.,—*„Elektronische Messtechnik“*, Verlag Technik, Berlin, 1980.
22. Harper Ch., —*„Handbook of Electronic Systems Design“*, Mc. Grow Hill., New York. 1980.
23. Ilioiu M., Ivanovici Gh.,—*„Memorator de metrologie“*. Ed. Tehnică. Bucureşti, 1965.
24. Krivoşecv M. I.,—*„Bazele măsurării în televiziune“*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1966.
25. Kulikovschi A. A.,—*„Îndreptar de radiotehnică“*, Ed. Tehnică, Bucureşti. 1960.
26. Labutin V. K.,—*„Cartea tehnicianului radio“*, Ed. Tehnică, Bucureşti 1962.
27. Leşu C., —*„Radioreceptoare pentru radioamatori“*, Ed. Sport-Turism. Bucureşti, 1981.
28. Lozneanu S., Márton E., — *„Ghid de echivalenţe pentru dispozitive semiconductoare“*, Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1985.

Redactor : DOINA FLOREA-CIORNEI
Tehnoredactor : MIHAI BUJDEI

Apărut 1985. Format 70×100/16. Coli tipo 13,50.
Bun de tipar la 3.IV.1985.
Editura Junimea, str. Gheorghi Dimitrov nr. 1
IAȘI — ROMÂNIA

Tipărit sub c-da nr. 278/1984
la Intreprinderea poligrafică Iași,
str. 7 Noiembrie nr. 49